

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

#4

J1040 U.S. PTO  
09/885890  
06/19/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 6月30日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-199440

出 願 人

Applicant(s):

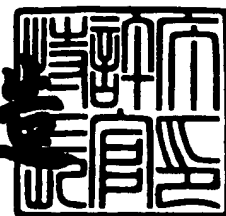
株式会社デンソー

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月11日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3040274

【書類名】 特許願

【整理番号】 IP4908

【提出日】 平成12年 6月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 松ヶ谷 和沖

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 田中 誠

【特許出願人】

    【識別番号】 000004260

    【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

    【識別番号】 100100022

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 伊藤 洋二

    【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

    【識別番号】 100108198

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 三浦 高広

    【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

    【識別番号】 100111578

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 水野 史博

    【電話番号】 052-565-9911

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 038287

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数  $n$  個のキャリアを同時に送受信する通信方式を用いて、前記  $n$  個のキャリアのうち  $k$  ( $\leq n$ ) 個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、

受信した信号のうち、前記既知信号を示す前記  $k$  個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波の遅延情報を求める遅延情報計算手段 (113) を有することを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 前記遅延情報計算手段は、キャリアホールが存在するとき、前記  $n$  個のキャリアのうち前記キャリアホールに隣接するキャリアの前記変動量によって前記キャリアホールの相当部分における振幅と位相との変動量を推定し、この推定された変動量とともに前記  $k$  個のキャリアの各々における前記各変動量に基づいて、前記遅延情報を求めることを特徴とする請求項 1 に記載の通信装置。

【請求項 3】 前記遅延情報計算手段は、キャリアホールが存在するとき、前記  $n$  個のキャリアのうち前記キャリアホールより周波数の低い側のキャリアにおける前記変動量を算出するとともに、前記  $n$  個のキャリアのうち前記キャリアホールより周波数の高い側のキャリアにおける前記変動量を算出し、前記高い側のキャリアにおける前記変動量と前記低い側のキャリアにおける前記変動量とに応じて前記遅延情報を求めることを特徴とする請求項 1 に記載の通信装置。

【請求項 4】 前記遅延情報計算手段としては、MUSIC法を用いることを特徴とする請求項 1～3 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 5】 前記遅延情報計算手段としては、ESPRIT法を用いることを特徴とする請求項 1～3 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 6】 前記受信波の先頭を検出する検出器 (120) と、  
前記検出器が前記受信波の先頭を最初に検出したタイミングを、前記受信波の同期タイミングとして決定するタイミング決定手段 (122) と  
を有することを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 7】 前記検出器は、前記受信波の先頭の相関値を出力し、  
前記タイミング決定手段は、前記相関値出力手段の相関値とスレッシュホールド値とを比較し、この比較に応じて前記同期タイミングを決定することを特徴とする請求項 6 に記載の通信装置。

【請求項 8】 前記受信波の先頭を検出する検出器（120）と、  
前記検出器の検出に基づいて前記受信波の同期タイミングとして決定するタイミング決定手段（122）と

前記遅延情報に応じて、前記同期タイミングに先だって前記受信波が受信されたか否かを判定する判定手段（303）と、

前記判定手段によって前記同期タイミングに先だって前記受信波が受信されたと判定されたとき、前記同期タイミングに先だって受信された前記受信波によって前記同期タイミングを再設定するタイミング再設定手段（305）と、

前記再設定された同期タイミングと、前記受信した信号とに応じて、再び、前記遅延情報を求める遅延情報再計算手段（301）と

を有することを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 9】 前記遅延情報計算手段の前記遅延情報に応じて、前記受信波の情報信号における変動を補償する補償手段（105）を有することを特徴とする請求項 1～8 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 10】 先頭にガードインタバル（10a）が付加された送信信号を送信する送信手段（125）と、

前記ガードインタバルの時間を、設定可能である最大時間に設定する時間設定手段（127）と

を有することを特徴とする請求項 1～9 のいずれか 1 つに記載の通信装置。

【請求項 11】 複数  $n$  個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記  $n$  個のキャリアのうち  $k$  ( $\leq n$ ) 個のキャリアによって既知信号を受信するとともに、ガードインタバル（11a）が付加された送信信号を送信する送信手段（125）を有する通信装置であって、

受信した信号のうち、前記既知信号を示す前記  $k$  個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波の遅延情報を求

める遅延情報計算手段（113）と、

前記遅延情報に応じて前記ガードインタバルの時間を設定する時間設定手段（127）と

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項12】 前記送信手段は、前記ガードインタバルとともに情報信号（11b、12b）を、前記送信信号として送信し、前記ガードインタバルは、前記情報信号の先頭側に付加されているものであって、

前記遅延情報計算手段によって、前記遅延情報として、複数の受信波における遅延時間が求められたとき、前記時間設定手段は、前記ガードインタバルの時間を、前記複数の受信波における遅延時間のうち最大遅延時間より長く設定することを特徴とする請求項11に記載の通信装置。

【請求項13】 前記ガードインタバルの時間を示す時間情報を前記送信信号に付加する時間情報付加手段（122）を有することを特徴とする請求項10～12のいずれか1つに記載の通信装置。

【請求項14】 複数 $n$ 個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記 $n$ 個のキャリアのうち $k$ （ $\leq n$ ）個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、

複数 $m$ セットのアンテナ（100）と受信機（101）と、

前記アンテナと前記受信機とのセット毎にて、受信した信号のうち前記既知信号を示す前記 $k$ 個のキャリアの各々における振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方位と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（126）と

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項15】 複数 $n$ 個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記 $n$ 個のキャリアのうち $k$ （ $\leq n$ ）個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、

複数 $m$ セットのアンテナ（100）と受信機（101）と、

前記 $m$ セットのアンテナと前記受信機とによって受信した信号を到来方向別の信号に分離する分離手段（128）と、

前記分離された前記信号毎に、前記信号のうち前記既知信号を示す前記  $k$  個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方向と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（113）とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項16】 複数  $n$  個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記  $n$  個のキャリアのうち  $k$  ( $\leq n$ ) 個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、

複数  $m$  セットのアンテナ（100）と受信機（101）とを有し、

前記  $m$  個のアンテナは、各々、異なる指向性を有し、

前記アンテナと前記受信機とセット毎にて、受信した信号のうち前記既知信号を示す前記  $k$  個のキャリアの各々における振幅と位相との変動量を求めるとともに、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方向と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（113）と

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項17】 前記遅延情報計算手段によって複数の受信波における前記遅延情報が求められたとき、この遅延情報に基づいて前記複数の受信波のうち最大受信電力の受信波の到来方向を求め、この到来方向の受信波を選択的に復調することを特徴とする請求項14～16のいずれか1つに記載の通信装置。

【請求項18】 前記遅延情報計算手段によって、複数の受信波における前記遅延情報が求められたとき、この求められた遅延情報に基づいて前記複数の受信波のうち、ガードインターバルの時間より長い遅延時間の受信波を除去して復調することを特徴とする請求項14～16のいずれか1つに記載の通信装置。

【請求項19】 前記通信方式は、直交マルチキャリア方式であることを特徴とする請求項1～18のいずれか1つに記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信装置に関し、特に、複数のキャリアを同時に送受信する通信方式を用いた通信装置に関する。

## 【 0 0 0 2 】

## 【従来の技術】

近年、無線通信速度を高める通信方式として、マルチキャリア方式が知られている。特に、直交マルチキャリア（OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式では、複数のサブキャリア（キャリア）が周波数軸上にて配置され、複数のキャリアのうち隣接するサブキャリア間の周波数間隔としては、理論上最小限の間隔が採用されている。このため、直交マルチキャリア方式としては、周波数利用効率を高くし得るため、強い関心もたれている。

## 【 0 0 0 3 】

直交マルチキャリア方式のOFDM信号のデータ構造は、その先頭にガードインタバルを有して構成され、ガードインタバルの時間（ガードインタバル長）としては、予め、無線通信環境（例えば、室内にて送信機と受信機との無線通信環境）を考慮して、OFDM信号の受信における遅延時間よりも長くなるように設定されている。このため、受信時に遅延時間を有するときであっても、その遅延時間がガードインタバルの時間に比べて短いのであれば、OFDM信号の復調を良好に行うことができる。

## 【 0 0 0 4 】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、上述した直交マルチキャリア方式の通信装置は、予め、室内の送信機と受信機との無線通信環境に適用することを考慮されたものである。ここで、本発明者等は、直交マルチキャリア方式の無線通信を室外で行うことについて検討した。

## 【 0 0 0 5 】

すなわち、室外において送信機と受信機との間では、電波（OFDM信号）が各種障害物（例えば、建物）によって反射されるため、電波としては、複数の伝搬経路を経て、受信機に伝搬される。複数の伝搬経路（伝送路の伝搬時間）としては、各々、経路長が異なるため、受信機には、複数の電波が、各々、異なる遅延時間で到来することになる。



## 【0006】

このことにより、複数の受信波（例えば、直接波、遅延波等）が各々異なる遅延時間で受信機に受信されることになる。すなわち、室外においては、室内に比べて、遅延波の遅延時間がガードインタバルの時間を超えて到来する可能性が高い。また、受信機としては、ガードインタバルの時間よりも長い遅延時間で受信される受信波を、遅延波として正確に認識することができないといった不具合がある。

## 【0007】

本発明は、上記点に鑑み、受信波の遅延情報を求めるようにした通信装置を提供することを目的とする。

## 【0008】

また、本発明は、受信波の遅延情報を求め、この遅延情報を基に伝送効率の向上を可能にする通信装置を提供することを目的とする。

## 【0009】

## 【課題を解決するための手段】

本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明では、 $n$ 個のキャリアを同時に送受信する通信方式を用いて、 $n$ 個のキャリアのうち $k$  ( $\leq n$ )個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、受信した信号のうち、既知信号を示す $k$ 個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波の遅延情報を求める遅延情報計算手段（113）を有することを特徴とする。このように、遅延情報計算手段によって遅延情報を求めるため、ガードインタバルの時間よりも長い遅延時間で受信される受信波を、遅延波として正確に認識することができる。また、遅延情報計算手段によって遅延情報を求めるにあたり、既知信号を用いているので、新たに、信号を追加する必要がない。

## 【0010】

請求項2に記載の発明のように、キャリアホールが存在するときには、遅延情報計算手段は、複数 $n$ 個のキャリアのうちキャリアホールに隣接するキャリアの変動量によってキャリアホールの相当部分における振幅と位相との変動量を推定

し、この推定された変動量とともに  $k$  個のキャリアの各々における各変動量に基づいて遅延情報を求めるようにしてもよい。請求項 3 に記載の発明のように、キャリアホールが存在するときには、遅延情報計算手段は、 $n$  個のキャリアのうちキャリアホールより周波数の低い側のキャリアにおける変動量を算出するとともに、複数  $n$  個のキャリアのうちキャリアホールより周波数の高い側のキャリアにおける変動量を算出し、高い側のキャリアにおける変動量と低い側のキャリアにおける変動量とに応じて遅延波情報を求めるようにしてもよい。

## 【 0 0 1 1 】

請求項 4 に記載の発明のように、遅延情報計算手段としては、MUSIC 法を用いると、受信波の遅延情報を精度良く求めることができる。また、請求項 5 に記載の発明のように、遅延情報計算手段としては、ESPRIT 法を用いると、受信波の遅延情報を精度良く求めることができる。請求項 6 に記載の発明では、受信波の先頭を検出する検出器 (120) と、検出器が受信波の先頭を最初に検出したタイミングを、受信波の同期タイミングとして決定するタイミング決定手段 (122) とを備えることを特徴とする。ここで、上述の如く、遅延情報計算手段は、既知信号に応じて受信波の遅延情報を求めるようにしているものの、その既知信号には、すべての受信波の遅延情報が含まれている必要がある。そこで、請求項 6 に記載の発明のように、タイミング決定手段によって、受信波の受信電力に関わりなく、検出器が受信波の先頭を最初に検出したタイミングを、受信波の同期タイミングとして決定すれば、すべての受信波の遅延情報が含まれた既知信号を受信することが可能になる。

## 【 0 0 1 2 】

具体的には、請求項 7 に記載の発明のように、検出器は、受信波の先頭の相関値を出力し、タイミング決定手段は、相関値出力手段の相関値とスレッシュホールド値とを比較し、この比較に応じて同期タイミングを決定するようにしてもよい。

## 【 0 0 1 3 】

請求項 8 に記載の発明では、受信波の先頭を検出する検出器 (120) と、検出器の検出に基づいて受信波の同期タイミングとして決定するタイミング決定手段 (122) と、遅延情報に応じて、同期タイミングに先だって受信波が受信さ

れたか否かを判定する判定手段（303）と、判定手段によって同期タイミングに先だって受信波が受信されたと判定されたとき、同期タイミングに先だって受信された受信波によって同期タイミングを再設定するタイミング再設定手段（305）と、再設定された同期タイミングと、受信した信号とに応じて、再び、遅延情報を求める遅延情報再計算手段（301）とを有することを特徴とする。ここで、同期タイミングに先だって受信された受信波が存在するときには、当該先だって受信された受信波の既知信号を得ることができなくなるため、遅延情報計算手段は、正確な遅延情報を求めることができなくなる。そこで、請求項8に記載の発明では、同期タイミングに先だって受信された受信波が存在するときには、同期タイミングを再設定し、この再設定された同期タイミングと受信した信号とに応じて遅延情報を求めるので、その遅延情報は正確ものになる。

#### 【0014】

請求項9に記載の発明では、遅延情報計算手段の遅延波情報に応じて、受信波の情報信号における伝送路での変動を補償する補償手段（105）を有することを特徴とする。これにより、受信波の情報信号を精度良く求めることができるので、伝送品質を向上することができる。

#### 【0015】

請求項10に記載の発明では、先頭にガードインタバル（10a）が付加された送信信号を送信する送信手段（125）と、ガードインタバルの時間を、設定可能である最大時間に設定する時間設定手段（127）とを有することを特徴とする。これにより、送信信号を受信するにあたり、遅延時間が生じるものであっても、その遅延時間がガードインタバルの時間より長くなるといったことを防ぐことが可能になる。

#### 【0016】

請求項11に記載の発明では、 $n$ 個のキャリアのうち複数である $k$ 個のキャリアによって既知信号を受信するとともに、ガードインタバル（11a）が付加された送信信号を送信する送信手段（125）を有する通信装置であって、受信した信号のうち、既知信号を示す $k$ 個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波の遅延情報を求める遅延情報計算

手段（１１３）と、遅延情報に応じてガードインタバルの時間を設定する時間設定手段（１２７）とを有することを特徴とする。ここで、送信信号を受信するにあたり、ガードインタバルの時間より長い遅延時間が生じるときには、当該送信信号の復調に不都合が生じるため、ガードインタバルの時間は長くすることが望ましいものの、その反面、既知信号以外の情報を伝送量の低下を招き、伝送効率が悪化する。そこで、請求項１１に記載の発明のように、上述の如く、遅延情報に応じてガードインタバルの時間を設定するので、既知信号以外の情報を大量に伝送することが可能になるため、伝送効率の向上を可能となる。

## 【００１７】

具体的には、請求項１２に記載の発明のように、送信手段は、ガードインタバルとともに情報信号（１１ｂ、１２ｂ）を、送信信号として送信し、ガードインタバルは、情報信号の先頭側に付加されているものであって、遅延情報計算手段によって、遅延情報として、複数の受信波における遅延時間が求められたとき、時間設定手段は、ガードインタバルの時間を、複数の受信波における遅延時間のうち最大遅延時間より長く設定するようにしてもよい。請求項１３に記載の発明のように、時間情報付加手段（１２２）は、ガードインタバルの時間を示す時間情報を送信信号に付加するようにしてもよい。

## 【００１８】

請求項１４に記載の発明では、複数 $n$ 個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記 $n$ 個のキャリアのうち $k$  ( $\leq n$ ) 個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、複数 $m$ セットのアンテナ（１００）と受信機（１０１）と、アンテナと受信機とのセット毎にて、受信した信号のうち既知信号を示す $k$ 個のキャリアの各々における振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方位と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（１２６）とを有することを特徴とする。これにより、受信波における到来方位と遅延情報とを求めることができる。

## 【００１９】

請求項１５に記載の発明では、複数 $n$ 個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、前記 $n$ 個のキャリアのうち $k$  ( $\leq n$ ) 個のキャリアによって既知信号

を受信する通信装置であって、複数 $m$ セットのアンテナ（100）と受信機（101）と、 $m$ セットのアンテナと受信機とによって受信した信号を到来方向別の信号に分離する分離手段（128）と、分離された信号毎に、信号のうち既知信号を示す $k$ 個のキャリアの各々の振幅と位相との変動量を求め、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方向と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（113）とを有することを特徴とする。このように、遅延情報計算手段においては、分離手段によって分離された受信した信号に応じて、受信波における到来方位と遅延情報とを求めるので、遅延情報計算手段の処理を、請求項14に記載の発明に比べて、簡素化できる。なお、分離手段としては、例えば、ビームフォーマを採用してもよい。

## 【0020】

請求項16に記載の発明では、複数 $n$ 個のキャリアを同時に受信する通信方式を用いて、 $n$ 個のキャリアのうち $k$ （ $\leq n$ ）個のキャリアによって既知信号を受信する通信装置であって、複数 $m$ セットのアンテナ（100）と受信機（101）とを有し、 $m$ 個のアンテナは、各々、異なる指向性を有し、アンテナと受信機とセット毎にて、受信した信号のうち既知信号を示す $k$ 個のキャリアの各々における振幅と位相との変動量を求めるとともに、この求められた各変動量に応じて受信波における到来方向と遅延情報とを求める遅延情報計算手段（113）とを有することを特徴とする。このように、 $m$ 個の指向性の異なるアンテナを採用し、アンテナ自体で到来方向別に受信波を分離し得るので、アンテナ等の構成は複雑になるものの、到来方向を求める処理が不要になるため、全体としての処理を簡素化し得る。

## 【0021】

請求項17に記載の発明のように、遅延情報計算手段によって複数の受信波における遅延情報が求められたとき、この遅延情報に基づいて複数の受信波のうち最大受信電力の受信波の到来方向を求め、この到来方向の受信波を選択的に復調するので、復調を正確に行うことができる。

## 【0022】

請求項18に記載の発明のように、遅延情報計算手段によって、複数の受信波

における遅延情報が求められたとき、この求められた遅延情報に基づいて複数の受信波のうち、受信波の先頭側のガードインタバルの時間より長い遅延時間の受信波を除去して復調することを特徴とする。ここで、複数の受信波のうちガードインタバルの時間より長い遅延時間の受信波が存在した状態で、複数の受信波を復調しても、その復調は正確に行うことが不可能である。そこで、上述のごとく、ガードインタバルの時間より長い遅延時間の受信波を除去して復調すれば、その復調は精度良く行うことができる。例えば、請求項 19 に記載の発明のように、通信方式としては、直交マルチキャリア方式を採用すれば、周波数利用効率を最適な状態で通信を行うことができる。

## 【 0 0 2 3 】

因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

## 【 0 0 2 4 】

## 【発明の実施の形態】

## (第 1 実施形態)

図 1、図 2 に本発明に係る直交マルチキャリア方式の通信装置の第 1 実施形態を示す。図 1 は、通信装置の概略回路構成を示すブロック図、図 2 は、図 1 中の遅延分析回路の回路構成を示すブロック図である。ここで、本第 1 実施形態の OFDM 信号としては、複数  $n$  個のサブキャリアが等間隔で周波数軸上に配置されている。なお、以下、直交マルチキャリア方式の通信装置を、単に、通信装置という。本第 1 実施形態では、通信装置は、室外にて、多重波を受信する無線通信環境に配置された例について説明する。多重波は、1 つの送信機（図示しない）からの各々異なる遅延時間にて到来する複数の受信波（遅延波）が重なっているものである。

## 【 0 0 2 5 】

OFDM 信号のデータ構造としては、図 3 (a) の # 1 に示すものが採用されている。図に示す OFDM 信号は、既知信号 10 がデータ 1 信号 11 の先頭側に付加されている。既知信号 10 は、既知信号のガードインタバル 10 a が既知信号のデータ部分 10 b の先頭側に付加されて、データ 1 信号 11 は、データ 1 信

号のガードインタバル 1 1 a がデータ 1 信号のデータ部分（情報信号） 1 1 b の先頭側に付加されている。但し、既知信号 1 0 は、 $n$  個のサブキャリアにて送受信されるものである。即ち、既知信号 1 0 は、 $n$  個のサブキャリアの全てに載せられている。なお、既知信号 1 0 は、OFDM 信号のプレアンブルとしての役割を果たす。

## 【 0 0 2 6 】

図 1 に示すように、通信装置は、受信機 1 0 1、アナログーデジタル変換器 1 0 2、同期回路 1 0 3、既知信号／データ分離器 1 0 4、データバッファ 1 0 4 a、既知信号バッファ 1 0 4 b、等化器 1 0 5、データ復調器 1 0 6、及び遅延分析回路 1 1 3 を有する。受信機 1 0 1 には、アンテナを通して多重波が受信され、受信機 1 0 1 は、多重波としての RF 帯 OFDM 信号を、ベースバンド帯 OFDM 信号に変換し、アナログーデジタル変換器（A/D） 1 0 2 は、ベースバンド帯の OFDM 信号をデジタル OFDM 信号に変換する。

## 【 0 0 2 7 】

同期回路 1 0 3 は、図 4（a）に示すように、マッチドフィルタ 1 2 0、メモリ 1 2 1、判定回路 1 2 2、及び相関メモリ 1 2 2 a から構成される。マッチドフィルタ 1 2 0 は、受信波の先頭の相関値を出力し、メモリ 1 2 1 には、既知信号のガードインタバル 1 0 a（送信前の既知信号のガードインタバル 1 0 a）が保持され、判定回路 1 2 2 は、後述する如く、同期タイミング  $S_t$  の検出処理を行う。相関メモリ 1 2 2 a は、受信波の先頭の相関値としてのマッチドフィルタ 1 2 0 のフィルタ出力を記憶する。

## 【 0 0 2 8 】

既知信号／データ分離器 1 0 4 は、デジタル OFDM 信号を、後述する如く、既知信号側部分とデータ信号側部分とに分離処理する。データバッファ 1 0 4 a は、既知信号／データ分離器 1 0 4 からのデータ信号側部分を保持する。等化器 1 0 5 は、データバッファ 1 0 4 a からのデータ信号側部分を、遅延分析回路 1 1 3 からの遅延波情報 1 1 2 に基づいて等化し等化データを出力する。データ復調器 1 0 6 は、等化データを復調処理して復調信号 1 0 7 を出力する。既知信号バッファ 1 0 4 b は、既知信号／データ分離器 1 0 4 からの既知信号側部分を保

持する。

#### 【 0 0 2 9 】

遅延分析回路 1 1 3 は、図 2 に示すように、既知信号復調回路 1 0 8、除算器 1 0 9、遅延分析演算回路 1 1 0、及びデータベース 1 1 1 から構成されて、後述する如く、既知信号バッファ 1 0 4 b からの既知信号側部分に基づいて遅延波情報（遅延情報） 1 1 2 の計算処理を行う。データベース 1 1 1 は、送信前の既知信号 1 0 を示す既知信号情報 S o を保持している。

#### 【 0 0 3 0 】

次に、本実施形態の作動について図 1 ～図 7 を参照して説明する。先ず、図 1 に示す受信機 1 0 1 には受信アンテナを通して多重波が受信され、受信機 1 0 1 は、多重波としての R F 帯 O F D M 信号を、ベースバンド帯 O F D M 信号に変換し、アナログーデジタル変換器 1 0 2 は、ベースバンド帯 O F D M 信号をデジタル O F D M 信号に変換する。

#### 【 0 0 3 1 】

次に、図 4 （ a ）に示す同期回路 1 0 3 のマッチドフィルタ 1 2 0 では、アナログーデジタル変換器 1 0 2 からのデジタル O F D M 信号とメモリ 1 2 1 からの既知信号のガードインタバルの信号との双方が入力され、双方の相関をとり、相関値としてフィルタ出力を出力する。なお、以下、図 3 （ a ）に示すように、多重波として、受信波 # 1 ～ # 3 が、各々、異なる遅延時間で到来した例について説明する。

#### 【 0 0 3 2 】

但し、デジタル O F D M 信号は、上述の如く、多重波に基づいた信号であるため、デジタル O F D M 信号は、受信波 # 1 ～ # 3 の各々における既知信号のガードインタバルを含む。このため、マッチドフィルタ 1 2 0 のフィルタ出力は、図 4 （ b ）に示すように、時間軸上にて鋭角的な複数のピーク（例えば、3 つのピーク）を有する。

#### 【 0 0 3 3 】

次に、判定回路 1 2 2 において、第 1 の閾値（スレッシュホールド値）を設定し（ステップ 3 0 0 ）、第 1 の閾値とマッチドフィルタ 1 2 0 のフィルタ出力とを比



較する。この結果、判定回路 1 2 2 は、図 4 (b) に示すように、フィルタ出力が最初に第 1 の閾値より大きな値となる時刻（タイミング）を同期タイミングとして設定し（ステップ 3 0 1）、同期タイミングにてローレベルとなる同期タイミング信号  $S_t$  を既知信号／データ分離器 1 0 4 に出力する。ここで、相関メモリ 1 2 2 a は、マッチドフィルタ 1 2 0 のフィルタ出力を記憶する。

## 【 0 0 3 4 】

図 3 (b) に示す例では、受信波 # 1 ~ # 3 のうち受信波 # 1 が最初に受信され、受信波 # 1 によるマッチドフィルタ 1 2 0 のフィルタ出力の方が、第 1 の閾値に比べて大きくなっている。このため、図 3 (a) に示すように、受信波 # 1 の先頭が同期タイミングとして設定される。

## 【 0 0 3 5 】

次に、既知信号／データ分離器 1 0 4 は、既知信号の時間を示す時間情報を有し、この時間情報と同期タイミング信号  $S_t$  とによってデジタル OFDM 信号における既知信号／データの分離処理を行う。図 3 (a) に示す例では、上述の如く、受信波 # 1 の先頭が同期タイミングとして設定されるため、データ 1 信号のガードインタバルの先頭を基準にして、デジタル OFDM 信号の既知信号側部分（先頭側部分）を、既知信号バッファ 1 0 4 b に出力する。これとともに、データ 1 信号のガードインタバルの先頭を基準にして、デジタル OFDM 信号のデータ信号側部分（後側部分）を、データバッファ 1 0 4 a に出力する。

## 【 0 0 3 6 】

図 3 (a) に示す例では、デジタル OFDM 信号の既知信号側部分としては、データ 1 信号のガードインタバルの先頭を基準にして、受信波 # 1 ~ # 3 のうち先頭側部分を示し、データ信号側部分としては、データ 1 信号のガードインタバルの先頭を基準にして、受信波 # 1 ~ # 3 のうち後側部分を示す。

## 【 0 0 3 7 】

次に、データバッファ 1 0 4 a は、デジタル OFDM 信号のデータ信号側部分を保持し、既知信号バッファ 1 0 4 b は、デジタル OFDM 信号の既知信号側部分を保持する。延分析回路 1 1 3 の既知信号復調回路 1 0 8 では、既知信号バッファ 1 0 4 b におけるデジタル OFDM 信号の既知信号側部分に基づいて OFD

M復調処理して既知信号のデータ部分における復調信号  $S_r$  を出力する。

【0038】

ここで、既知信号復調回路108において、デジタルOFDM信号のうち、OFDM復調処理に用いられる領域（以下、「解析に利用する領域」という）について述べる。先ず、図3に示す例では、同期タイミングとしては、上述の如く、受信波#1の先頭に設定されるため、受信波#1において、解析に利用する領域を、正確に、既知信号のデータ部分に一致させる得る。これに伴い、受信波#2、#3は、上述の如く、受信波#1に比べて、長い遅延時間を有するため、受信波#2、#3においては、解析に利用する領域を、既知信号ガードインタバルの一部を含むものの、データ信号のガードインタバルを含むことなく、既知信号のデータ部分の一部に一致させ得る。

【0039】

次に、除算器109は、復調信号  $S_r$  の複素除算処理を行う。以下、除算器109のよる複素除算処理について図7(a)～(f)によって説明する。先ず、既知信号10は、上述の如く、 $n$ 個のサブキャリアにて受信されるため、復調信号  $S_r$  における $n$ 個のサブキャリアの振幅（図7(a)参照）は、送信前の既知信号  $S_o$  における $n$ 個のサブキャリアの振幅（図7(c)参照）に比べて変動する。さらに、復調信号  $S_r$  における $n$ 個のサブキャリアの位相（図7(b)参照）としては、送信前の既知信号  $S_o$  における $n$ 個のサブキャリアの位相（図7(d)参照）に比べて変動する。一方、図2に示すデータベース111には、送信前の既知信号  $S_o$  が保持されている。

【0040】

そこで、除算器109では、復調信号  $S_r$  を、サブキャリア(1… $n$ )毎に、データベース111における既知信号  $S_o$  で複素除算を行う。これにより、既知信号10において、サブキャリア(1… $n$ )毎に、位相と振幅との変動量として変動量計算結果  $S_a$ （位相と振幅との周波数依存性）を求め得る（図7(f)参照）。換言すれば、既知信号10の既知信号側部分において、サブキャリアの周波数毎に、位相と振幅との変動量を求めることになる。

【0041】

次に、遅延分析演算回路110は、サブキャリア(1…n)毎における変動量計算結果S<sub>a</sub>を用いて遅延波解析を行う(ステップ302)。遅延波解析方法としては、例えば、ESPRIT法(アレーアンテナによる適応信号処理: 菊間信良著: 科学技術出版、参照)が採用されている。すなわち、ESPRIT法によって、サブキャリア(1…n)毎における変動量計算結果S<sub>a</sub>を用いて、遅延波解析して遅延波情報112を求める。遅延波情報112としては、上述した多重波を構成する受信波(遅延波)毎の遅延時間、及び受信電力が求められる。

#### 【0042】

次に、遅延分析演算回路110は、遅延波情報112に応じて、設定遅延時間(予め、無線通信環境にて想定される最大遅延時間)より長い遅延時間の受信波(遅延波)が存在するか否かを判定し(ステップ303)、設定遅延時間より長い遅延時間の受信波が存在しないとき、遅延波情報112を出力する(ステップ304)。このことは、ESPRIT法の遅延波情報112により、同期タイミングが、上述した多重波のうち最も先に到来した受信波#1の先頭に設定されていることを意味する。

#### 【0043】

一方、遅延分析演算回路110は、図6(c)に示すように、上記設定遅延時間より長い遅延時間の受信波が存在すると判定したとき(ステップ304)、ESPRIT法の遅延波情報112として、同期タイミングの設定に誤りがあることになる。例えば、上述した第1の閾値の方が受信波#1の受信電力強度に比べて大きいことは勿論のこと、図6(b)に示すように、受信波#2の受信電力強度(相関値)の方が、受信波#1、#3の受信電力強度より大きな値になっているとき、同期タイミングとしては、受信波#2によって設定され、図6(a)に示すように、受信波#1において、解析に利用する領域として、データ信号のガードインターバルの一部を含むことになる。

#### 【0044】

この場合、遅延分析演算回路110は、遅延波情報112に基づいて、上述したステップ303で、上記設定遅延時間より長い遅延時間の受信波が存在すると判定し(図6(b)参照)、同期回路103の判定回路122は、第1の閾値が

ら所定値だけ下げて第2の閾値に設定変更し（ステップ305）に進んで、判定回路122は、第2の閾値が設定可能最小値に達しているか否かを判定する（ステップ306）。

#### 【0045】

次に、判定回路122は、第2の閾値が設定可能最小値に達しないと判定したとき、同期タイミングの補正を行う。すなわち、判定回路122は、相関メモリ122aからマッチドフィルタ120のフィルタ出力を呼び出し、マッチドフィルタ120のフィルタ出力と第2の閾値との比較させる。この結果、フィルタ出力が最初に第2の閾値より大きな値となる時刻（タイミング）を補正同期タイミングとして設定する（ステップ301）。これにより、図4（b）に示すように、補正同期タイミングは、前回設定された同期タイミングよりも、先だつように設定される。

#### 【0046】

次に、遅延分析回路113は、再度、遅延波分析を行う（S302）。具体的には、既知信号復調回路108は、既知信号バッファ104bから既知信号側部分と呼び出し、補正同期タイミングを既知信号側部分のうち先頭のタイミングとして設定する。すなわち、既知信号復調回路108は、補正同期タイミングを既知信号側部分における復調開始部分として設定し、このように設定された既知信号側部分に応じて復調信号 $S_r$ を求めることになる。

#### 【0047】

次に、遅延分析回路113は、復調信号 $S_r$ とデータベース111の既知信号 $S_o$ とに応じて既知信号10におけるサブキャリア（1…n）毎に、位相と振幅との変動量として変動量計算結果 $S_a$ を求め（ステップ109）、この変動量計算結果 $S_a$ に応じてESPRIT法による遅延波解析を、再び、行う（ステップ302）。その後、ステップ303～ステップ304の処理が行われ、上述と同様に、正確な、遅延波情報112が得られる。

#### 【0048】

次に、等化器105は、デジタルOFDM信号のデータ信号側部分と遅延波情報112とに基づいてデータ信号を等化処理し等化データを出力する。例えば、

3波の多重波として受信波#1～#3が到来したとき、デジタルOFDM信号のデータ信号側部分としては、受信波#1～#3の各々におけるデータ信号のデータ部分13を含むことになる。ここで、延分析回路113からの遅延波情報112として、上述の如く、受信波#1～#3の各々の遅延時間が得られる。すなわち、遅延波情報112としては、受信波#1に対する受信波#2の遅延時間 $t_1$ （図3（a）参照）と、受信波#1に対する受信波#3の遅延時間 $t_2$ （図3（a）参照）とが得られる。

【0049】

ここで、等化器105では、まず、デジタルOFDM信号のデータ信号側部分を、高速フーリエ変換など、一般的なOFDMの等化器並びに復調器でもちられる手段により、サブキャリア毎の信号に分離する。この信号を、 $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ 、… $A_n$ とする。さらに、各サブキャリアの周波数を $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ 、… $f_n$ とする。また、上述の手法により求めたの受信波（遅延波）#1、#2、#3の受信電力強度（強度）を $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$ とし、受信波#1、#2、#3の遅延時間を $t_{a1}$ 、 $t_{a2}$ 、 $t_{a3}$ とする。

【0050】

次に、等化器105は、分離されたサブキャリア毎の信号に数式1に示す演算を行い、等化された信号 $A_1'$ 、 $A_2'$ 、 $A_3'$ 、… $A_n'$ を生成する。

【0051】

【数1】

$$A_i' = A_i / [M_1 \cdot \exp(2\pi f_1 \cdot t_{a1}) + M_2 \cdot \exp(2\pi f_2 \cdot t_{a2}) + M_3 \cdot \exp(2\pi f_3 \cdot t_{a3})]$$

ただし、 $i = 1, 2, 3, \dots, n$ とする。

【0052】

この演算処理により、受信波#1、#2、#3の各々におけるサブキャリア毎の信号は、時間的に一致するように配列され、伝送路の遅延波の影響を補正する、すなわち、等化を行うことができる。なお、上述の例では、受信波の数としては3つの例で示しているが、3つ以上の受信波があっても同様の演算で処理可能

である。

【 0 0 5 3 】

次に、データ復調器 1 0 6 は、等化器 1 0 5 からの等化データを OFDM 復調処理して復調信号 1 0 7 を出力する。なお、復調信号 1 0 7 は、例えば、QPSK 変調、16QAM 変調、若しくは 64QAM 変調等の各種変調方式のうちいずれか 1 つの変調方式で変調されたもので、その変調方式は既知信号 1 0 の一部に示されている。そこで、データ復調器 1 0 6 によって既知信号 1 0 の一部に示された変調方式が識別され、この識別された変調方式に対応して復調信号 1 0 7 の復調を行うことになる。

【 0 0 5 4 】

以下、本実施形態の特徴を述べる。先ず、上述の如く、遅延分析回路 1 1 3 を採用して、遅延波分析を行うため、容易に、遅延波情報 1 1 2 を得ることができる。即ち、通信装置は、各々、異なる遅延時間で受信波が到来し、その受信波の遅延時間が既知信号のガードインターバルの時間  $T_{gp}$  より長いときであっても、遅延波情報（受信波の遅延情報）1 1 1 として、各受信波の各々における遅延時間、受信電力を求めることができる。遅延分析回路 1 1 3 による遅延波分析としては、OFDM 信号の一部である既知信号のデータ部分 1 1 を用いているため、遅延波分析のために OFDM 信号のデータ構造を変更することはない。また、各々異なる遅延時間で遅延波が到来したとき、上述の如く、遅延分析演算回路 1 1 0 によって、同期タイミングを、必ず、最初に到来した受信波により設定するとともにこの同期タイミングに応じて復調信号  $S_r$  を求め、その復調信号  $S_r$  に応じて遅延波分析を行うので、遅延波分析としては、高精度に行うことができる。

【 0 0 5 5 】

さらに、等化器 1 0 5 によって遅延波情報 1 1 2 に基づいて等化データが求められ、データ復調器 1 0 6 としては、等化データに基づいて復調データを求めるため、復調データとしては高精度なデータを求めることができる。

【 0 0 5 6 】

また、上記実施形態では、OFDM 信号としては、 $n$  個のサブキャリアが等間隔で周波数軸上に配置されている例について説明したが、これに限らず、OFD

M信号としてキャリアホールが存在する場合があります、キャリアホールが存在するときの遅延分析回路 1 1 3 の処理について図 8 により説明する。

【 0 0 5 7 】

先ず、 $n$  個のサブキャリアの周波数間隔において、ある 2 つのサブキャリアの周波数間隔を除く各周波数間隔が、各々、等しくなっているとき、ある 2 つのサブキャリアの間の部分をキャリアホールという。図 8 (a)、図 8 (b) に示す例では、周波数軸上において、 $n$  個のサブキャリアの配列のうち中央部にキャリアホールが存在する例について示す。すなわち、 $n$  個のサブキャリアの周波数間隔において、上記中央部を挟むように配置された両サブキャリアの周波数間隔以外の各周波数間隔は、各々、等しくなっており、上記両サブキャリアの周波数間隔は、その周波数間隔以外の各周波数間隔の二倍になっている。つまり、変調周波数帯において、 $n$  個のサブキャリアの配列のうち中央部のサブキャリアに信号を載せないようにしてある。

【 0 0 5 8 】

ここで、遅延分析回路 1 1 3 の遅延分析としては、周波数軸上にて等間隔で配置された各サブキャリアによる変動量計算結果  $S_a$  を用いることが望ましい。そこで、遅延分析回路 1 1 3 では、キャリアホールが存在するとき、サブキャリア (1  $\cdots$   $n$ ) の変動量計算結果  $S_a$  に応じてキャリアホールに相当する部分の変動量計算結果  $S_a$  を推定する。具体的には、キャリアホールに隣接する両サブキャリアの振幅変動量を用いて、図 8 (a) に示すように、例えば、直線補間により、キャリアホールに相当する部分の振幅変動量を求め、キャリアホールに隣接する両サブキャリアの位相変動量を用いて、図 8 (b) に示すように、例えば、直線補間により、キャリアホールに相当する部分の位相変動量を求める。これにより、キャリアホールが存在するときであっても、周波数軸上にて等間隔で配置された各サブキャリアによる変動量計算結果  $S_a$  を求めることができる。

【 0 0 5 9 】

また、キャリアホールが存在するとき、上述の如く、キャリアホールに相当する部分の変動量計算結果  $S_a$  を推定するのではなく、 $n$  個のサブキャリアのうちキャリアホールより周波数の低い側の各サブキャリアにおける変動量計算結果  $S$

a を求めるとともに、n 個のサブキャリアのうちキャリアホールより周波数の高い側の各サブキャリアにおける変動量計算結果  $S_a$  を求めてもよい。

#### 【0060】

また、第1実施形態における遅延分析回路113のシミュレーションを行ったところ、以下のような事が分かった。本シミュレーションでは、図9(a)に示すように、直接波、遅延波1、遅延波2、及び遅延波3が、多重波として受信されるようにした。実験を行った無線通信伝送路（仮定した伝送路）としては、直接波の遅延時間は50ns、遅延波1の遅延時間は200ns、遅延波2の遅延時間は500ns、遅延波3の遅延時間は900ns、直接波の電力減衰量は0dB、遅延波1の電力減衰量は-3dB、遅延波2の電力減衰量は-6dB、遅延波3の電力減衰量は-10dBとなるように設定した。そして、実験分析結果において、図9(b)に示すように、直接波、遅延波1、遅延波2及び遅延波3としては、遅延時間と電力減衰量（受信電力値）とともに正確な値を得ることができることが分かった。

#### 【0061】

なお、上記第1実施形態では、遅延波解析方法としては、ESPRIT法を採用した例について説明したが、これに限らず、MUSIC法（アレーアンテナによる適応信号処理：菊間信良著：科学技術出版、参照）を適用してもよい。

#### 【0062】

##### （第2実施形態）

第2実施形態では、上記第1実施形態にて述べた変動量計算結果  $S_a$  を用いてガードインターバル長（時間）を最適化して、そのOFDM信号を送信する例について説明する。本第2実施形態では、図10に示すOFDM信号のデータ構造が、図3に示すデータ構造に代えて、採用されている。図10に示すOFDM信号では、図3に示すデータ構造に、ヘッダ13が追加され、ヘッダ13は、既知信号10とデータ1信号11との間に配置されている。ヘッダ13は、ヘッダのガードインターバル13aがヘッダのデータ部分の先頭側に配置されている。その他の構成は、図3に示すデータ構造と同様である。なお、図10では、図3にて省略されたデータ2信号11を示す。



## 【0063】

第2実施形態の通信装置は、図11に示すように、図1に示す構成に加えて、データ変調回路122、合成フレーム生成回路123、デジタルーアナログ変換器124、送信機125、既知情報生成回路126、及び制御回路127が採用されている。データ変調回路122は、制御回路127の制御によって、送信データ121のOFDM変調処理を行う。

## 【0064】

すなわち、データ変調回路122は、ヘッダ13に加えて、データ1信号11、データ2信号12等のデータ信号を生成する。データ1信号11は、データ2信号12とともに、送信データ121のOFDM変調されたものである。データ1信号のガードインタバル11aは、データ1信号のデータ部分11bの一部を複写され、データ2信号のガードインタバル12aは、データ2信号のデータ部分12bの一部を複写されている。ヘッダのデータ部分13bは、データ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ に関するデータを含む。ヘッダのガードインタバル13aは、ヘッダのデータ部分13bの一部が複写されたものである。ここで、ガードインタバル11a、12a等の時間 $T_{gd}$ は、ヘッダのガードインタバルの時間 $T_{gh}$ 及び既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ とともに、制御回路127の制御によって設定される。

## 【0065】

既知情報生成回路126は、既知信号10を生成し、合成フレーム回路123は、既知情報生成回路126からの既知信号10と、データ変調回路122からのヘッダ13及びデータ信号（データ1信号11、データ2信号12）と組み合わせてフレーム生成する。これにより、図10に示すOFDM信号のデータ構造が得られる。また、デジタルーアナログ変換器124は、既知情報生成回路126からのOFDM信号をデジタルーアナログ変換しアナログのOFDM信号を出力する。送信機125は、アナログのOFDM信号をRF帯OFDM信号に変換してアンテナから送信させる。

## 【0066】

次に、第2実施形態の作動の概略について図13によって説明する。以下、第

2実施形態の通信装置が適用された無線局A、Bを採用した例につき述べる。なお、無線局A、Bは、それぞれ、同一の構成を有する。

【0067】

先ず、無線局Aは、既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ 、ヘッダのガードインタバル13aの時間 $T_{gh}$ 、及びデータ信号のガードインタバル時間 $T_{gd}$ を、各々、時間 $T_{gmax}$ に設定したOFDM信号を送信する( $T_{gp}=T_{gh}=T_{gd}=T_{gmax}$ )。時間 $T_{gmax}$ は、無線通信環境において予め想定される最大遅延時間以上に設定されている。但し、ヘッダ13のデータ部分には、データ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ (= $T_{gmax}$ )に関するデータが含まれている。

【0068】

次に、無線局Bは、無線局Aから送信されたOFDM信号の既知信号により遅延分析してデータ信号のガードインタバル時間 $T_{gd}$ の最適ガードインタバル時間 $T_{gn}$ を求める。これに伴い、データ信号のガードインタバルを最適時間 $T_{gd}$ に設定するとともに( $T_{gn}=T_{gd}$ )、既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ 及びヘッダのガードインタバル13aの時間 $T_{gh}$ を時間 $T_{gmax}$ に設定したOFDM信号を送信する( $T_{gp}=T_{gh}=T_{gmax}$ )。但し、ヘッダ13のデータ部分には、データ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ (=最適時間 $T_{gn}$ )に関するデータが含まれている。

【0069】

次に、無線局Aは、無線局Bから送信されたOFDM信号の既知信号により遅延分析してデータ信号のガードインタバル時間 $T_{gd}$ の最適ガードインタバル時間 $T_{gn}$ を求める。これに伴い、データ信号のガードインタバルを最適時間 $T_{gd}$ に設定するとともに( $T_{gn}=T_{gd}$ )、既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ 及びヘッダのガードインタバル13aの時間 $T_{gh}$ を時間 $T_{gmax}$ に設定したOFDM信号を送信する( $T_{gp}=T_{gh}=T_{gmax}$ )。但し、ヘッダ13のデータ部分には、データ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ (=最適時間 $T_{gn}$ )に関するデータが含まれている。

【0070】

以下、無線局 A、無線局 B のうち無線局 A を一例にとって具体的な作動について説明する。先ず、既知情報生成回路 1 2 6 は、制御回路 1 2 7 に制御されて、既知信号のガードインターバルの時間  $T_{gp}$  を時間  $T_{gmax}$  に設定し、その設定された時間  $T_{gp}$  ( $=T_{gmax}$ ) のガードインターバル 1 0 b を生成し、このガードインターバル 1 0 b を有する既知信号 1 0 を合成フレーム回路 1 2 3 に出力する。

#### 【0071】

次に、データ変調回路 1 2 2 は、制御回路 1 2 7 によって制御されて、データ 1 信号 1 1、データ 2 信号 1 2 等のデータ信号のガードインターバル時間  $T_{gd}$  を時間  $T_{gmax}$  に設定し、その時間  $T_{gd}$  ( $=T_{gmax}$ ) のガードインターバルを有するデータ信号（データ 1 信号 1 1、データ 2 信号 1 2 …）を生成する。これとともに、データ変調回路 1 2 2 は、制御回路 1 2 7 によって制御されて、ヘッダのガードインターバル 1 3 a の時間  $T_{gh}$  を時間  $T_{gmax}$  に設定し、その時間  $T_{gh}$  ( $=T_{gmax}$ ) のガードインターバルを有するヘッダ 1 3 を生成する。

#### 【0072】

次に、合成フレーム回路 1 2 3 は、データ変調回路 1 2 2 からのヘッダ 1 3 とデータ信号（データ 1 信号 1 1、データ 2 信号 1 2 …）と、既知情報生成回路 1 2 6 からの既知信号 1 0 とに基づいてフレーム合成して、デジタル OFDM 信号を出力する。デジタル-アナログ変換器 1 2 4 は、デジタル OFDM 信号をアナログの OFDM 信号を変換し、送信機 1 2 5 は、アナログの OFDM 信号を RF 帯 OFDM 信号に変換しアンテナから電波を媒体として送信させる。

#### 【0073】

次に、受信機 1 0 1 は、無線局 B から送信された OFDM 信号を電波を媒体として受信し、この受信 OFDM 信号は、上記第 1 実施形態と実質的に同様に処理される。但し、既知信号／データ分離回路 1 0 4 は、デジタル OFDM 信号のうち既知信号側部分（上記第 1 実施形態で述べた）を既知信号バッファ 1 0 4 b を通して遅延分析回路 1 1 3 に出力し、デジタル OFDM 信号のうちデータ信号側部分をデータバッファ 1 0 4 a を通して等化器 1 0 5 に出力する。ここで、第 2 実施形態のデータ信号側部分としては、デジタル OFDM 信号のうちヘッダ 1 3

の先頭を基準にして後側を示し、既知信号側部分としては、デジタルOFDM信号のうちヘッダ13の先頭を基準にして先頭側を示す。

#### 【0074】

次に、等化器105は、デジタルOFDM信号のうちデータ信号側部分に応じて、上記第1実施形態と実質的に同様に、ヘッダ13とデータ信号（データ1信号11、データ2信号12…）との等化データを求め、データ復調回路は、ヘッダのデータ部分13bを復調してデータ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ を求め、このガードインタバルの時間 $T_{gd}$ に基づいてデータ信号のうち、データ部分を分離してOFDM復調して復調データを求める。

#### 【0075】

次に、遅延分析回路113は、上記第1実施形態と同様に、遅延波解析処理して遅延波情報112を求め、制御回路127は、遅延波情報112に基づいてデータ信号（データ1信号11、データ2信号12…）のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ を設定する。ガードインタバルの時間 $T_{gd}$ としては、図13に示すように、時間 $T_{g1}$ 、 $T_{g2}$ 、…、 $T_{gn}$ 、… $T_{gmax}$ （ $T_{g1} < T_{g2} < \dots < T_{gn} < \dots T_{gmax}$ ）のうち適正時間 $T_{gn}$ として選択され、この選択されたガードインタバルの時間 $T_{gd}$ （ $= T_{gn}$ ）は、図12に示すように、遅延波情報112にて得られた各受信波#1～#3の遅延時間よりも長い時間になっている。

#### 【0076】

次に、データ変調回路122は、制御回路127に制御されて、適正時間 $T_{gn}$ （ $= T_{gd}$ ）であるガードインタバルを有するデータ信号（データ1信号11、データ2信号12…）を生成する。また、データ変調回路122は、制御回路127によって制御されて、ガードインタバル13aの時間 $T_{gh}$ を時間 $T_{gmax}$ に設定したヘッダ13を生成する。ここで、ヘッダ13には、データ信号のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ （ $= T_{gn}$ ）に関するデータが含まれている。これに伴い、既知情報生成回路126は、制御回路127に制御されて、ガードインタバルの時間 $T_{gp}$ を時間 $T_{gmax}$ に設定した既知信号10を生成する。合成フレーム回路123は、ヘッダ13とデータ信号と既知信号10とに基づいて

フレーム合成して、デジタルOFDM信号を出力する。デジタル-アナログ変換器124は、デジタルOFDM信号をアナログのOFDM信号に変換し、送信機125は、アナログのOFDM信号をRF帯OFDM信号に変換しアンテナから送信させる。

【0077】

以下、第2実施形態の特徴について説明する。

【0078】

データ信号のガードインタバル時間 $T_{gd}$ としては、上述の如く、遅延波情報112に応じて、各受信波#1～#3の最大遅延時間よりも長い時間になるように設定される。このため、データ信号のガードインタバル時間 $T_{gd}$ を、無線通信環境において予め想定される最大遅延時間に比べて短くし得る。このため、送信データの伝送量を増大化できるため、伝送効率の高効率化が可能である。

【0079】

さらに、既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ としては、無線通信環境において予め想定される最大遅延時間以上に設定されている。このため、OFDM信号が、既知信号のガードインタバル10aに比べて長い遅延時間にて受信されて、既知信号のデータ部分の復調が不可能といったことを未然に防ぐことができる。また、ヘッダのガードインタバルの時間 $T_{gh}$ においても、無線通信環境において予め想定される最大遅延時間以上に設定しているため、遅延時間が生じて、ヘッダのデータ部分13bの復調が不能になるといったことを未然に防ぐことができる。

【0080】

なお、上記第2実施形態では、遅延波情報112に応じて、データ信号（データ1信号、データ2信号…）のガードインタバルの時間 $T_{gd}$ （= $T_{gn}$ ）を設定した例について説明したが、これに限らず、既知信号のガードインタバルの時間 $T_{gp}$ 、或いは、ヘッダのガードインタバルの時間 $T_{gh}$ を、遅延波情報112に応じて設定するようにしてもよい。

【0081】

（第3実施形態）

上記第1、第2実施形態では、遅延波解析によって各受信波毎における遅延時間、及び受信電力を求める例について説明したが、これに限らず、本第3実施形態では、各受信波毎における遅延時間、及び受信電力に加えて、各受信波毎における到来方向を求めるようにした。この場合における構成を図14に示す。

#### 【0082】

図14に示す通信装置では、アンテナ100、受信機101、アナログ→デジタル変換器102、同期回路103、既知信号／データ分離器104、既知信号バッファ104b及び除算器109といった構成を、複数mセット有しているとともに、データベース112、到来方向／遅延量分析処理回路（以下、分析処理回路136という）、及びデータ復調回路106を備えている。ここで、図14に示す符号において、図1、図2に示す同一符号のものは、同一のもの、或いは、実質的な同一のものを示す。ここで、mセットのアンテナ100は、各々、同一特性を有し、アレイアンテナを構成する。mセットの除算器109は、各々、変動量計算結果SA1、SA2…SAMを求める。データベース112は、送信前の既知信号10を示す既知信号情報Soを保持するもので、その既知信号情報をSoを、mセットの除算器109の各々に供給する。

#### 【0083】

このように構成された第3実施形態の通信装置では、分析処理回路126には、mセットの除算器109からの変動量計算結果SA1、SA2…SAMが入力されて、分析処理回路126は、変動量計算結果SA1、SA2…SAMに基づいて遅延波分析をして到来方向／遅延波情報137を求める。この結果、到来方向／遅延波情報137として、受信波毎における受信電力、遅延時間、到来方向を求めることができる。当該遅延波分析としては、2D Unitary ESPRIT（電子通信情報学会：信学技報AP97-78参照）が採用されている。

#### 【0084】

ここで、データ復調回路106には、到来方向／遅延波情報137に加えて、mセットの既知信号／データ分離器104の各々からのデジタルOFDM信号のデータ信号側部分（上記第1実施形態で述べた）が入力される。データ復調回路

106においては、mセットのOFDM信号のデータ信号側部分と到来方向／遅延波情報137とに基づいて各受信波のうち最大受信電力を有する受信波（遅延波）の到来方向を求め、この到来方向の受信波を選択的に取り出して復調処理を行う。従って、高精度な復調データ107を得ることができるため、伝送品質を向上し得る。

#### 【0085】

また、第3実施形態のデータ復調回路106では、上述の如く、最大受信電力を有する受信波（遅延波）の到来方向を求め、この到来方向の受信波を選択的に復調処理するのではなく、mセットのOFDM信号のデータ信号側部分と到来方向／遅延波情報137とに基づいて、各受信波のうち遅延時間が既知信号のガードインタバル10bに比べて長い受信波を取り除いてOFDM復調処理を行うようにしてもよい。これにより、高精度な復調データ107を得ることができるため、伝送品質を向上し得る。

#### 【0086】

ここで、第3実施形態では、mセットのアンテナ100からなるアレイアンテナに対して、公知技術であるアダプティブアンテナの技術を適用して、mセットのアンテナ100の各々にて受信されたOFDM信号の振幅と位相を最適制御してmセットのアンテナ100における所望の指向性を得るようにすれば、より、好適である。

#### 【0087】

##### （第4実施形態）

上記第3実施形態では、図14に示す分析処理回路126が変動量計算結果SA1、SA2…SAMを用いて受信波毎における受信電力、遅延時間、到来方向を求める例につき説明したが、本第4実施形態では、mセットのアンテナ100の各々で受信されたOFDM信号を到来方向別に分離して、分離されたOFDM信号に基づいて分離方向毎に遅延波情報を求めるようにした。この場合の構成を図15に示す。

#### 【0088】

図15に示す通信装置では、アンテナ100、受信機101、アナログーデジ

タル変換器 1 0 2、同期回路 1 0 3、既知信号／データ分離器 1 0 4、既知信号バッファ 1 0 4 b、及び遅延分析回路 1 1 3 といった構成を、 $m$  ( $m$ : 複数) セット有しているとともに、ビームフォーマ 1 2 8 を備えている。なお、ビームフォーマ 1 2 8 としては、FFT (高速フーリエ変換法)、或いは、MUSIC 法 (アレーアンテナによる適応信号処理: 菊間信良著: 科学技術出版、参照) を採用してもよい。ここで、図 1 5 に示す符号において、図 1 に示す同一符号のものは、同一物、或いは、実質的な同一物を示す。但し、 $m$  セットのアンテナ 1 0 0 は、各々、同一の指向性を有する。ビームフォーマ 1 2 8 は、 $m$  セットのアナログーデジタル変換器 1 0 2 と、 $m$  セットの同期回路 1 0 3 との間に接続されている。

#### 【0 0 8 9】

このように構成された第 4 実施形態の通信装置では、ビームフォーマ 1 2 8 には、 $m$  セットのアナログーデジタル変換器 1 0 2 の各々からのデジタル OFDM 信号が入力されて、ビームフォーマ 1 2 8 は、デジタル OFDM 信号を到来方向別に分離して分離 OFDM 信号を、対応する同期回路 1 0 3 に出力する。これにより、 $m$  セットの同期回路 1 0 3 は、各々、到来方向別の分離 OFDM 信号に応じて、上記第 1 実施形態と実質的に同様な処理をし、さらに、 $m$  セットの既知信号／データ分離器 1 0 4、及び  $m$  セットの遅延分析回路 1 1 3 は、そのセット毎に、上記第 1 実施形態と実質的に同様な処理を行う。また、 $m$  セットの遅延分析回路 1 1 3 は、各々、到来方向別 (方向 1、方向 2、…方向  $m$ ) の遅延波情報を求める。

#### 【0 0 9 0】

ここで、データ復調回路 1 0 6 には、 $m$  セットの到来方向別の遅延波情報と、 $m$  セットの OFDM 信号のデータ信号側部分 (上記第 1 実施形態で述べた) とが入力されて、データ復調回路 1 0 6 は、 $m$  セットの OFDM 信号のデータ信号側部分と  $m$  セットの到来方向別の遅延波情報とに基づいて各受信波のうち最大受信電力を有する受信波の到来方向を求め、この到来方向の受信波を選択的に OFDM 復調処理を行う。従って、上記第 3 実施形態と実質的に同様に、高精度な復調データ 1 0 7 を得ることができる。



## 【0091】

また、このような処理に限らず、データ復調回路106において、到来方向別（方向1、方向2、…方向m）の遅延波情報と、mセットのOFDM信号のデータ信号側部分（既知信号／データ分離器104からの）とに基づいて、各受信波のうち遅延時間が既知信号のガードインタバル10bに比べて長い受信波を取り除いてOFDM復調処理を行うようにしてもよい。

## 【0092】

また、ビームフォーマ128から出力されたOFDM信号は、到来方向別に対応づけられるので、目的に別に、選択して復調できる。また、ビームフォーマ128によって、デジタルOFDM信号を到来方向別に分離するため、遅延分析回路113において、到来方向を分析する処理が不必要になるため、上記第4実施形態に比べて、処理を簡素化し得る。

## 【0093】

## （第5実施形態）

上記第4実施形態では、デジタルOFDM信号を到来方向別に分離するためにビームフォーマ128を採用した例について説明したが、本第5実施形態では、mセットのアンテナは、各々、異なる指向性を有して到来方向別に受信波を受信するようにした。この場合の構成を図16に示す。

## 【0094】

図16に示す通信装置では、アンテナ100、受信機101、アナログ→デジタル変換器102、同期回路103、既知信号／データ分離器104、既知信号バッファ104b、及び遅延分析回路113といった構成を、m（m：複数）セット有するとともにデータ復調回路106を有している。ここで、図16に示す符号において、図1に示す同一符号のものは、同一物、或いは、実質的な同一物を示す。

## 【0095】

本第5実施形態では、mセットのアンテナ100は、各々、異なる指向性を有するように配置されているので、mセットのアンテナ100の各々には、その指向性に応じた到来方向の受信波が受信される。そして、受信機101、アナログ

ーデジタル変換器 1 0 2、同期回路 1 0 3、及び既知信号／データ分離器 1 0 4、遅延分析回路 1 1 3 は、各々、上記第 1 実施形態と実質的に同様の作動を行う。その結果、遅延分析回路 1 1 3 は、各々、到来方向別（方向 1、方向 2 … 方向 m）の遅延情報を求める。データ復調回路 1 0 6 は、上記第 4 実施形態と同様の作動を行うため、上記第 4 実施形態と実質的に同様の効果が得られる。

## 【 0 0 9 6 】

また、m セットのアンテナ 1 0 0 の各々に異なる指向性を持たせるため、アンテナ 1 0 0 の構成が複雑になるものの、到来方向の分析処理が不要なため、全体としての処理（計算量）を減らし得る。

## 【 0 0 9 7 】

なお、上記各実施形態では、既知信号 1 0 は、n 個のサブキャリアの全てに載せられており、サブキャリア（1 … n）毎における位相と振幅との変動量（変動量計算結果 S a）を求め、各変動量に応じて遅延波情報を求める例について説明したが、これに限らず、既知信号 1 0 が、n 個のサブキャリアのうち 2 つ以上の k 個のサブキャリアに載せられており、k 個のサブキャリアの各々における位相と振幅との変動量（変動量計算結果 S a）を求め、各変動量に応じて遅延波情報を求めるようにしてもよい。

## 【 0 0 9 8 】

さらに、本発明の実施にあたり、通信方式としては、マルチキャリア方式であれば、直交マルチキャリア方式以外のものを適用してもよい。

## 【 0 0 9 9 】

さらに、本発明の実施にあたり、直交マルチキャリア方式（若しくは、マルチキャリア方式）の通信装置としては、室外に限らず、室内で適用するようにしてもよい。例えば、本発明の通信装置を、電波反射物が多く存在する室内の通信環境に適用すれば、良好な通信を得られる。

## 【 0 1 0 0 】

また、本発明の実施にあたり、直交マルチキャリア方式（若しくは、マルチキャリア方式）の通信装置としては、例えば、地上デジタル放送、路上放送、携帯電話、無線 LAN 等の各種通信システムに採用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施形態に係る直交マルチキャリア方式の通信装置の回路構成をブロック図である

【図 2】

図 1 に示す遅延分析回路の回路構成を示すブロック図である。

【図 3】

(a) は、OFDM 信号のデータ構造と遅延波を説明するため図、(b)、(c) は、遅延波を説明するためのタイミングチャートである。

【図 4】

(a) は、図 1 に示す同期回路の構成を示すブロック図、(b) は、マッチドフィルタの出力を示すタイミングチャートである。

【図 5】

上記第 1 実施形態の作動の一部を示すフローチャートである。

【図 6】

同期タイミングを説明するための図である。

【図 7】

(a) は、復調信号における  $n$  個のサブキャリアの振幅を示す図、(b) は、復調信号における  $n$  個のサブキャリアの位相を示す図、(c) は、既知信号における  $n$  個のサブキャリアの振幅を示す図、(d) は、復調信号における  $n$  個のサブキャリアの振幅を示す図、(e) は、変動量計算結果における  $n$  個のサブキャリアの振幅を示す図、(f) は、変動量計算結果における  $n$  個のサブキャリアの振幅を示す図である。

【図 8】

キャリアホールが存在するときの変動量計算結果を説明するための図である。

【図 9】

遅延波分析のシュミレーションを説明するための図である。

【図 10】

本発明の第 2 実施形態に係るデータ構造を示す図である。

【図 1 1】

上記第 2 実施形態の通信装置の回路構成を示すブロック図である。

【図 1 2】

最適なガードインタバルの時間の選択を説明するための図である。

【図 1 3】

上記第 2 実施形態の作動を説明するための図である。

【図 1 4】

本発明の第 3 実施形態に係る通信装置の回路構成を示すブロック図である。

【図 1 5】

本発明の第 4 実施形態に係る通信装置の回路構成を示すブロック図である。

【図 1 6】

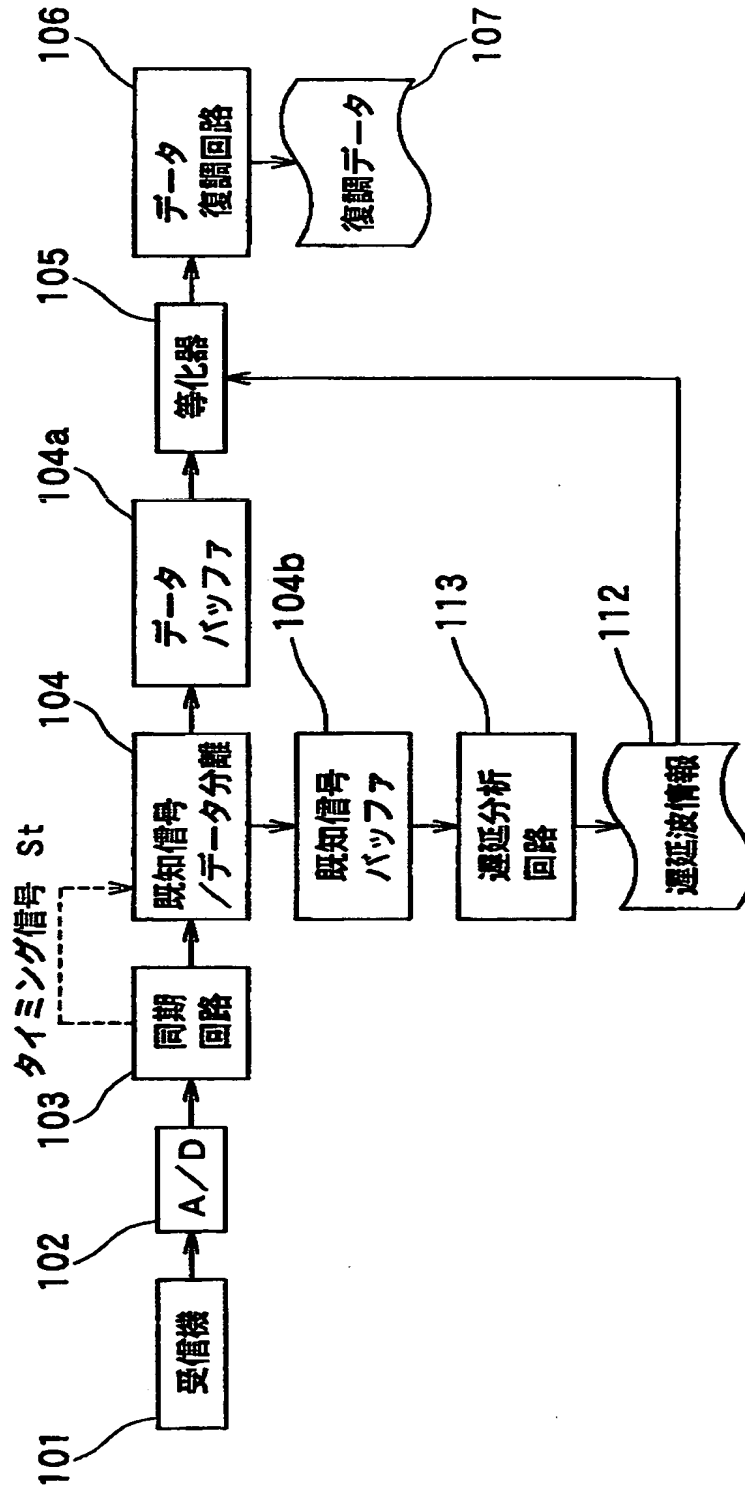
本発明の第 5 実施形態に係る通信装置の回路構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 0 8 … 既知信号復調回路、 1 0 9 … 除算器、 1 1 3 … 遅延波分析回路。

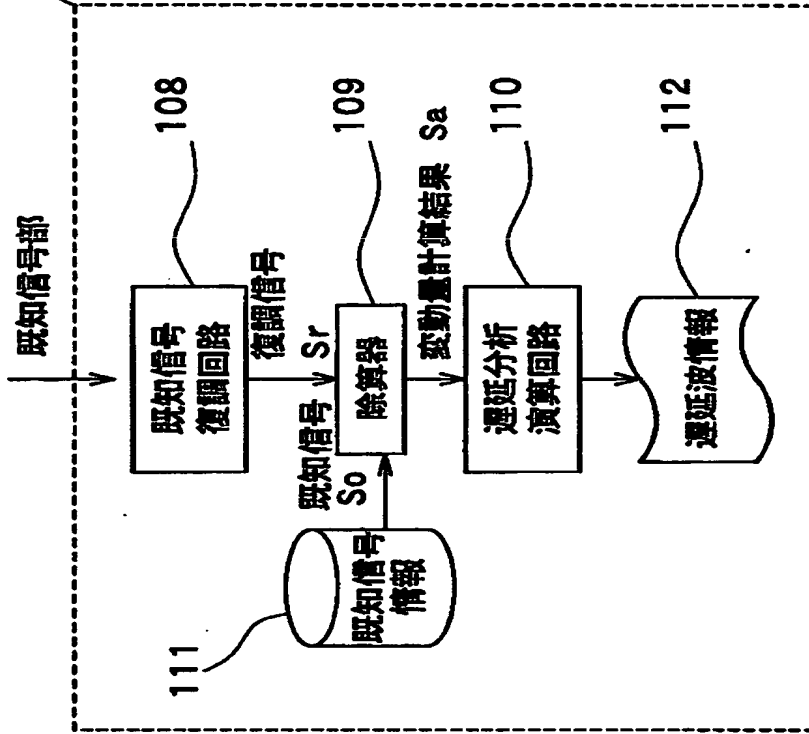
【書類名】 図面

【図 1】



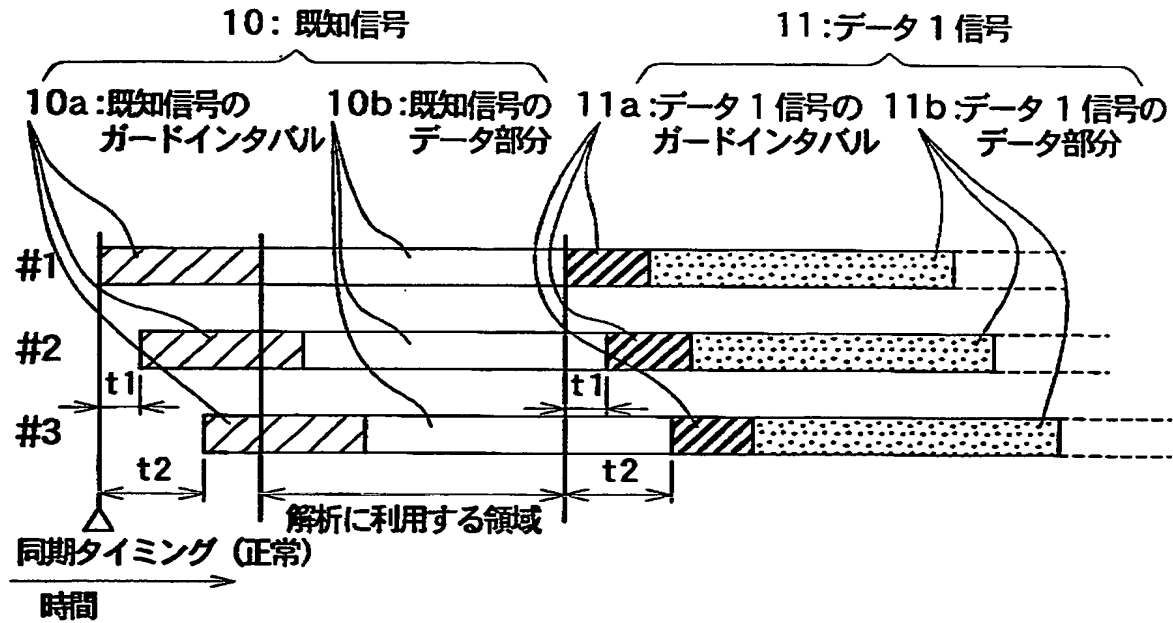
【図 2】

113: 遅延分析回路

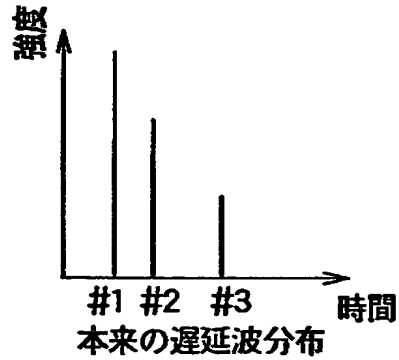


【図 3】

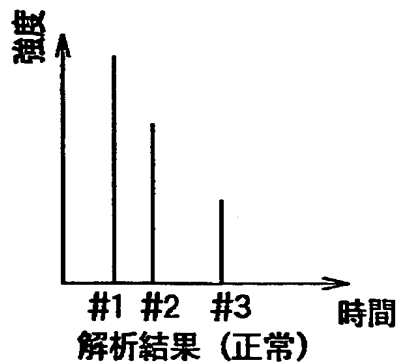
(a)



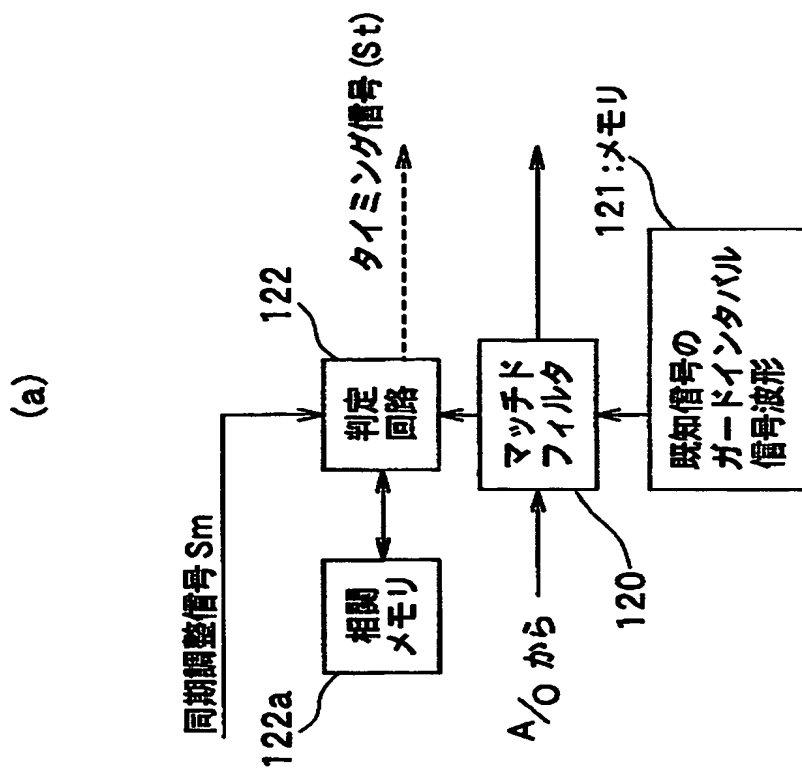
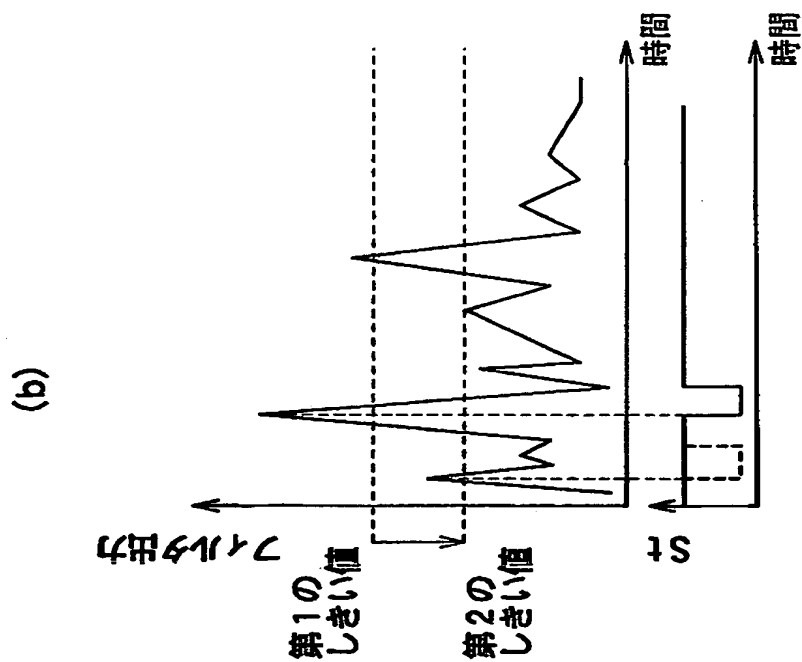
(b)



(c)

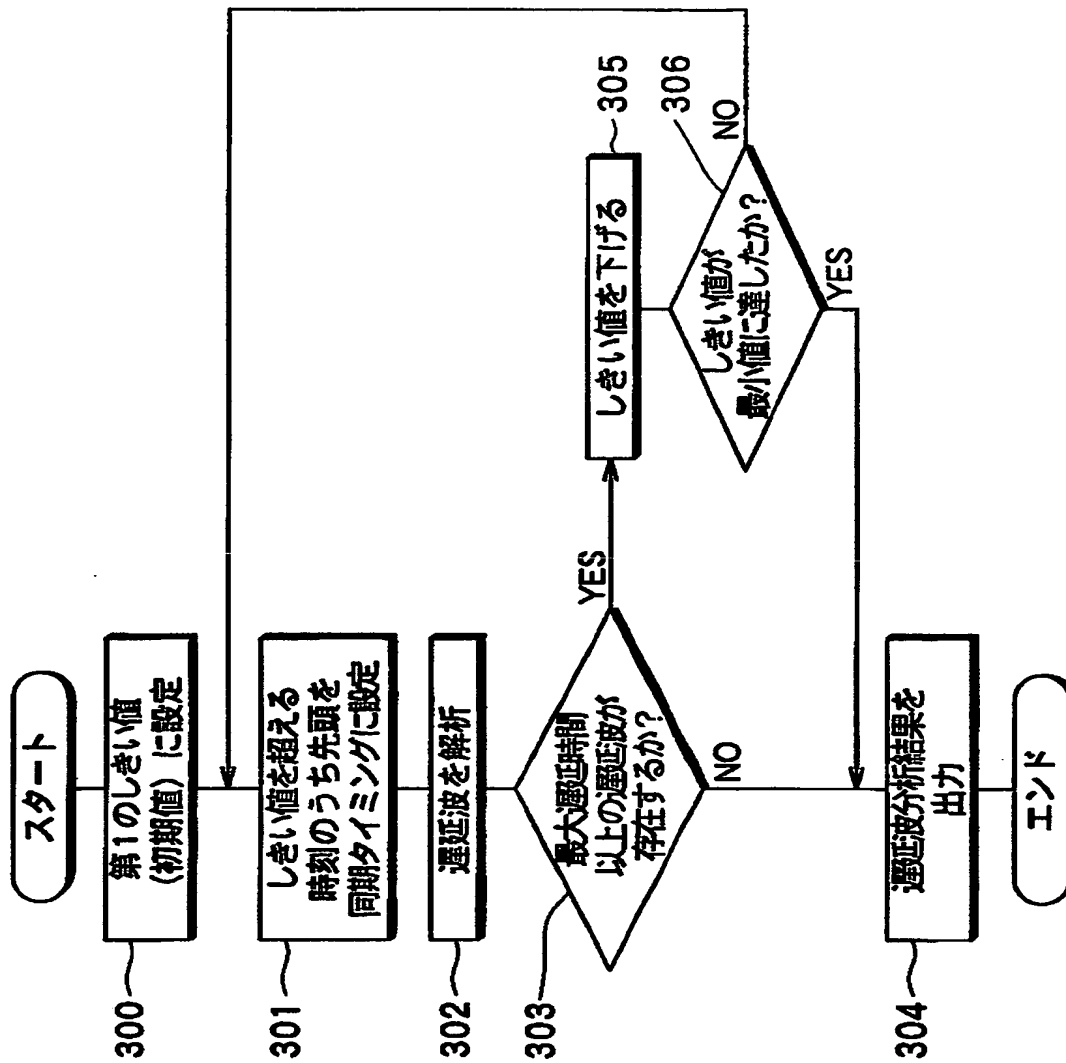


【図 4】



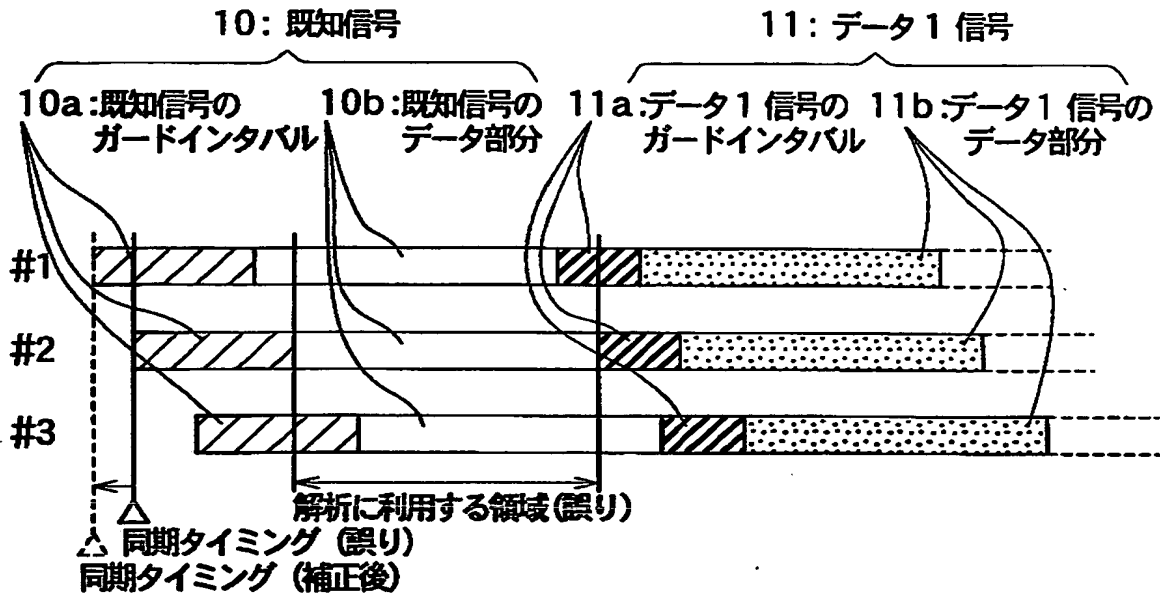


【図 5】

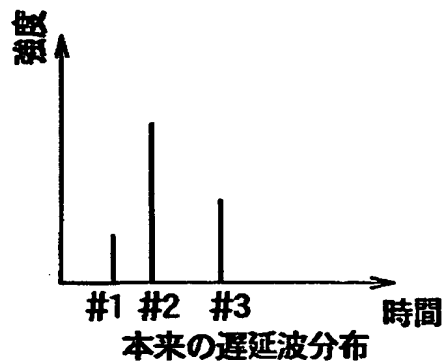


【図 6】

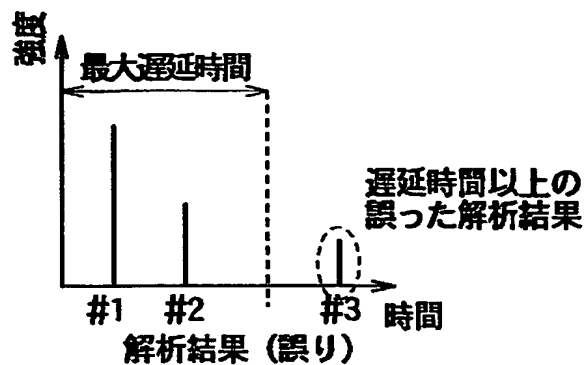
(a)



(b)

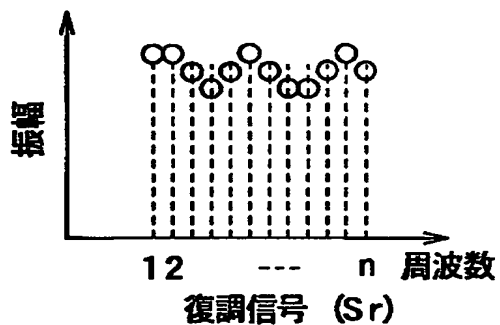


(c)

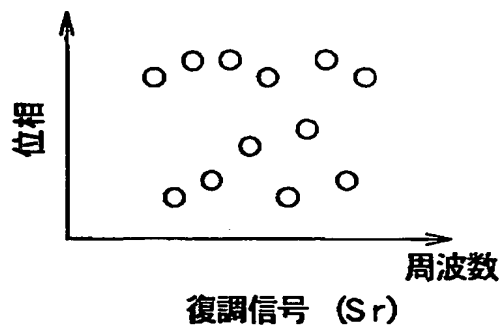


【図 7】

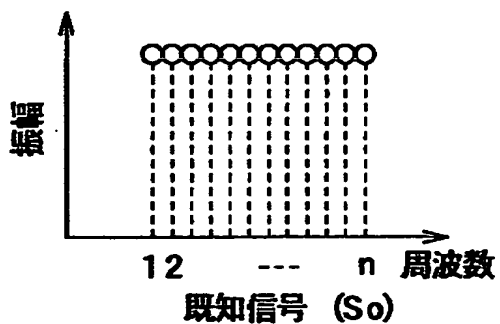
(a)



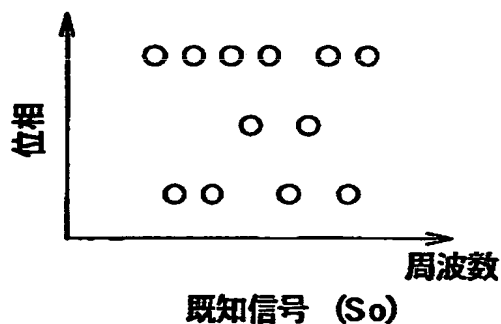
(b)



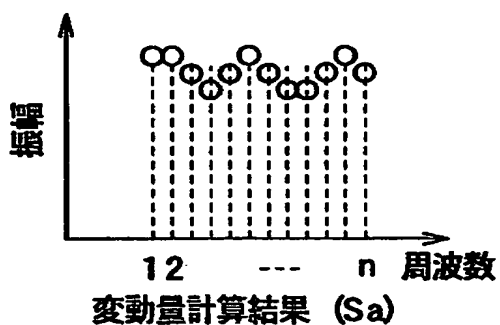
(c)



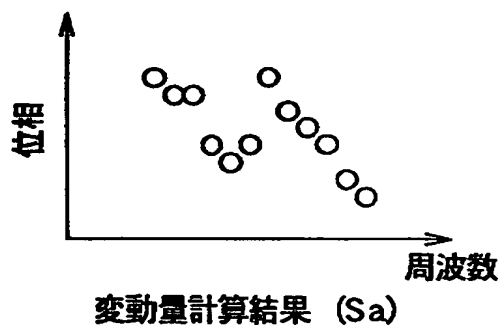
(d)



(e)

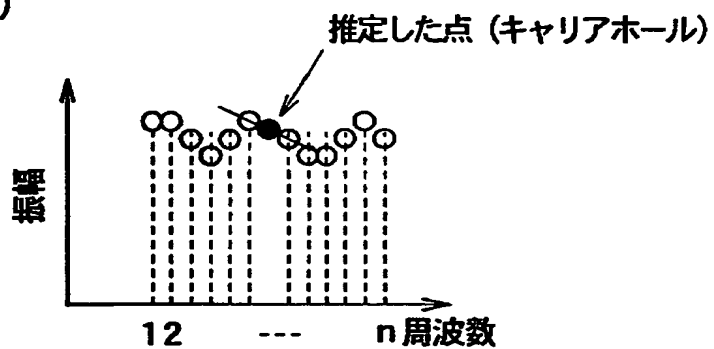


(f)

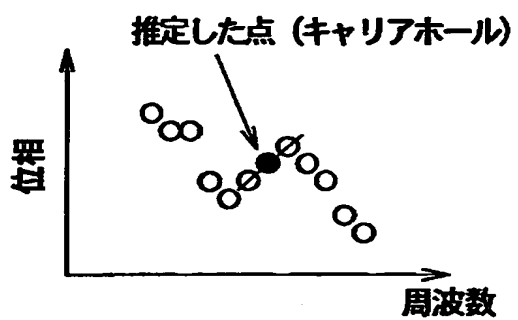


【図 8】

(a)



(b)



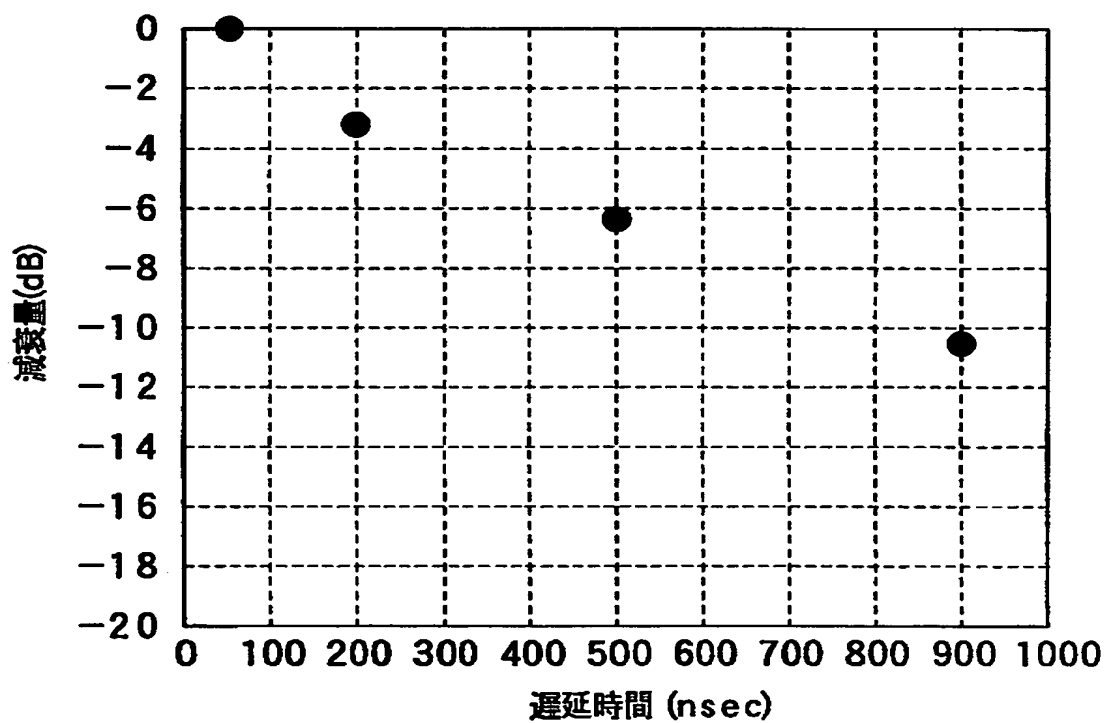
【図 9】

(a)

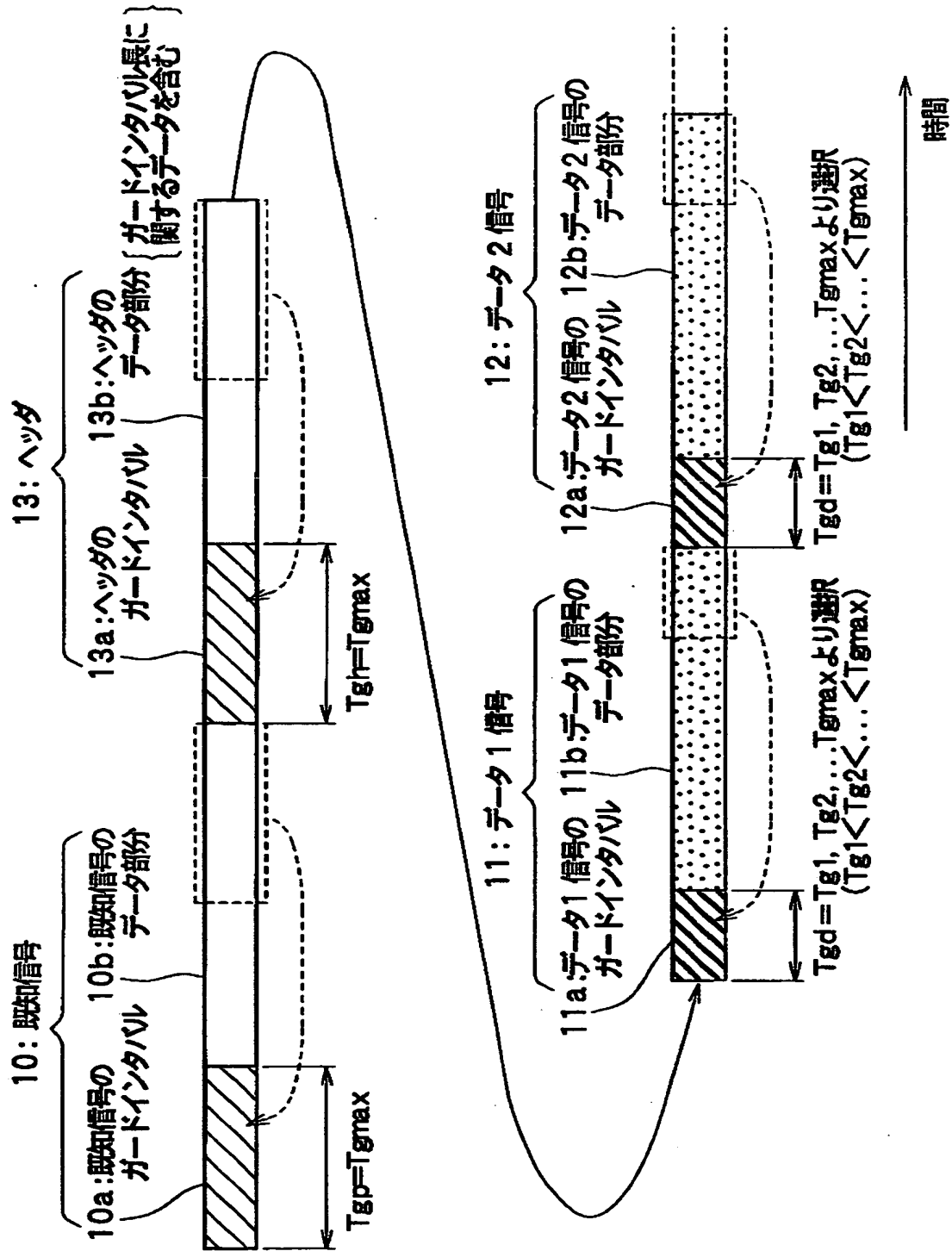
仮定した伝送路

種別	遅延時間	減衰量
直接波	50ns	0dB
直接波 1	200ns	-3dB
直接波 2	500ns	-6dB
直接波 3	900ns	-10dB

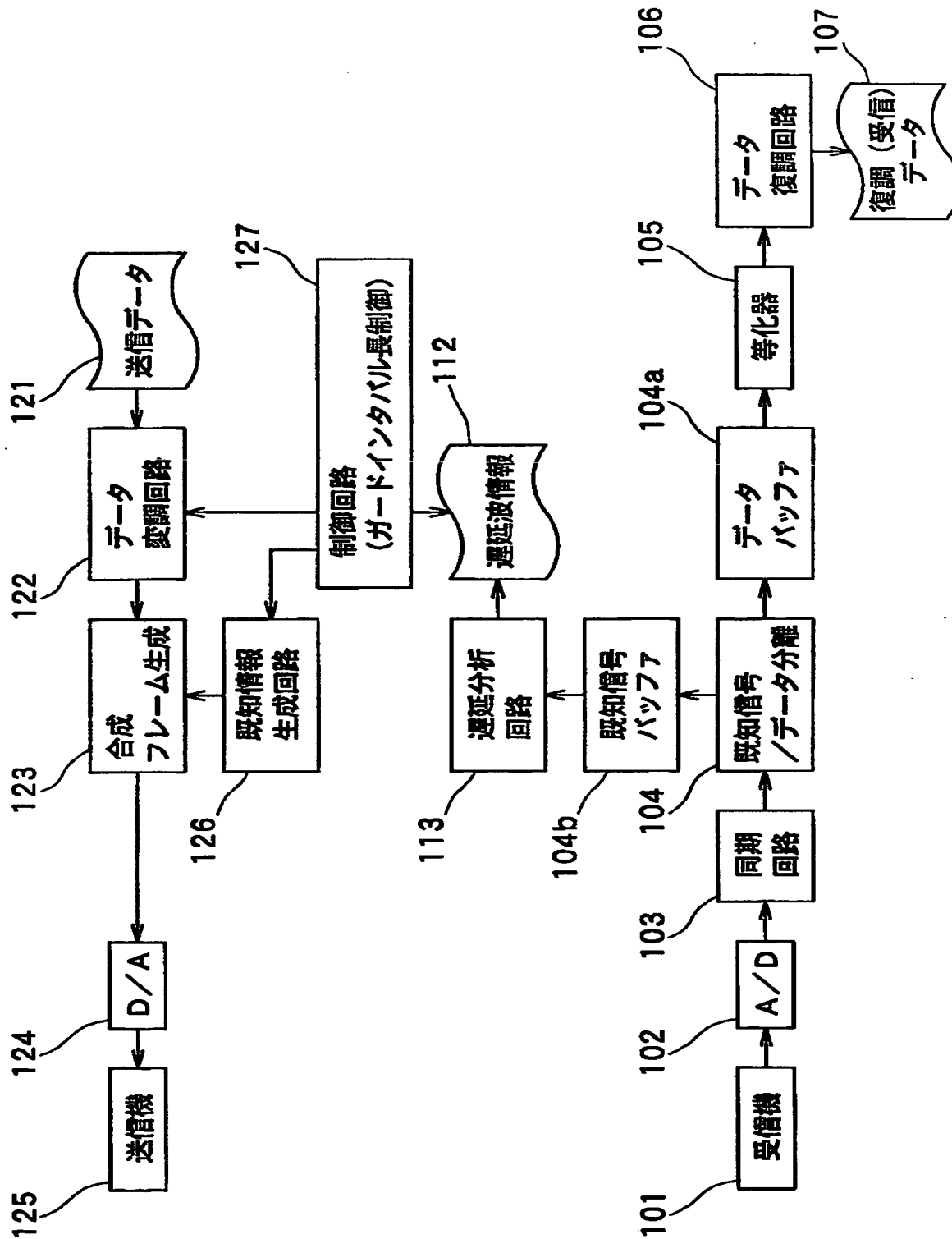
(b)



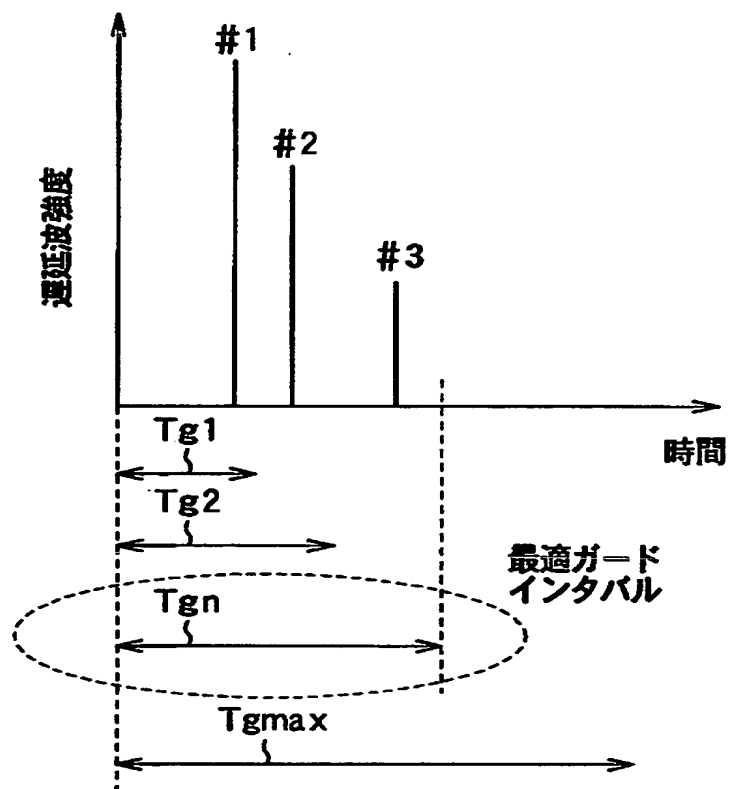
【図 10】



【図 11】

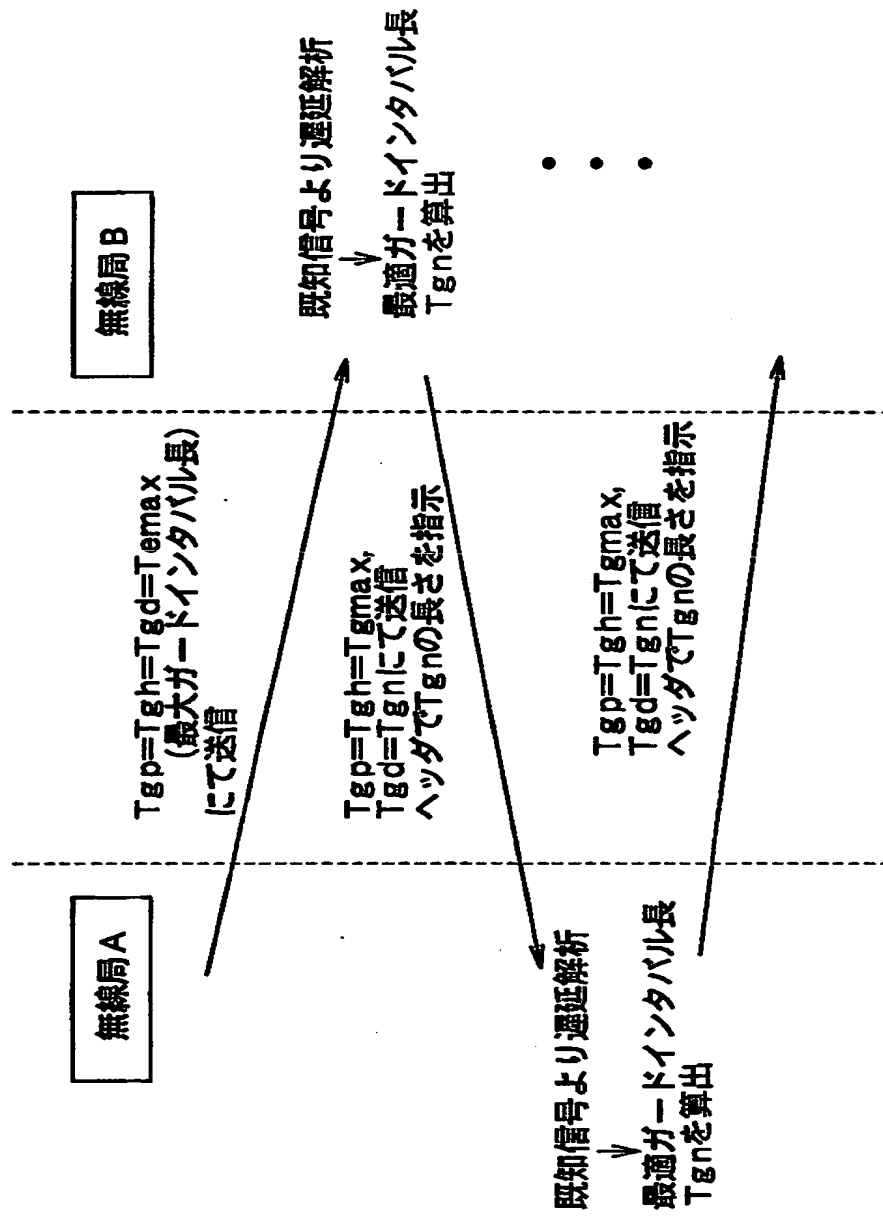


【図 1 2】

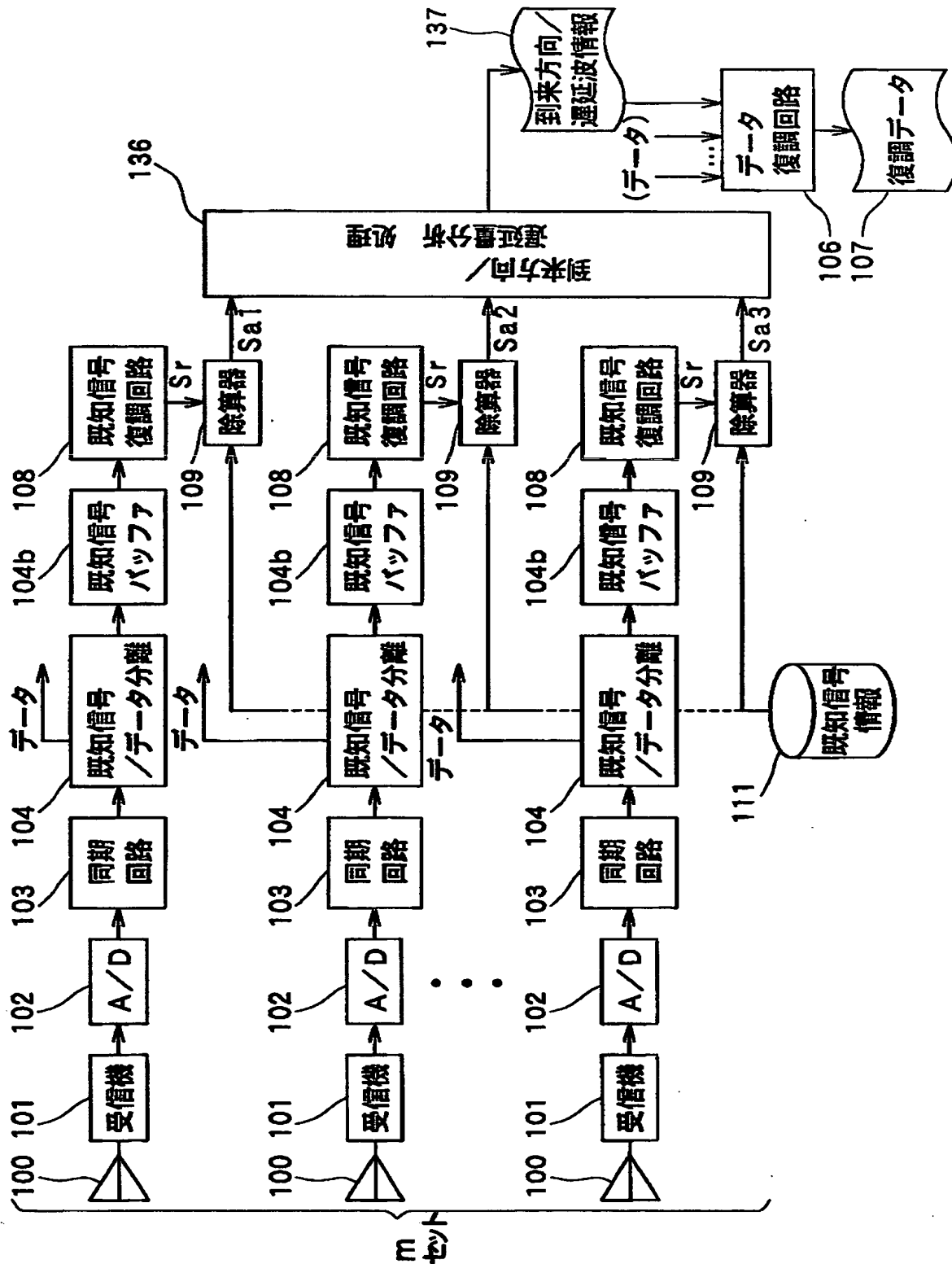




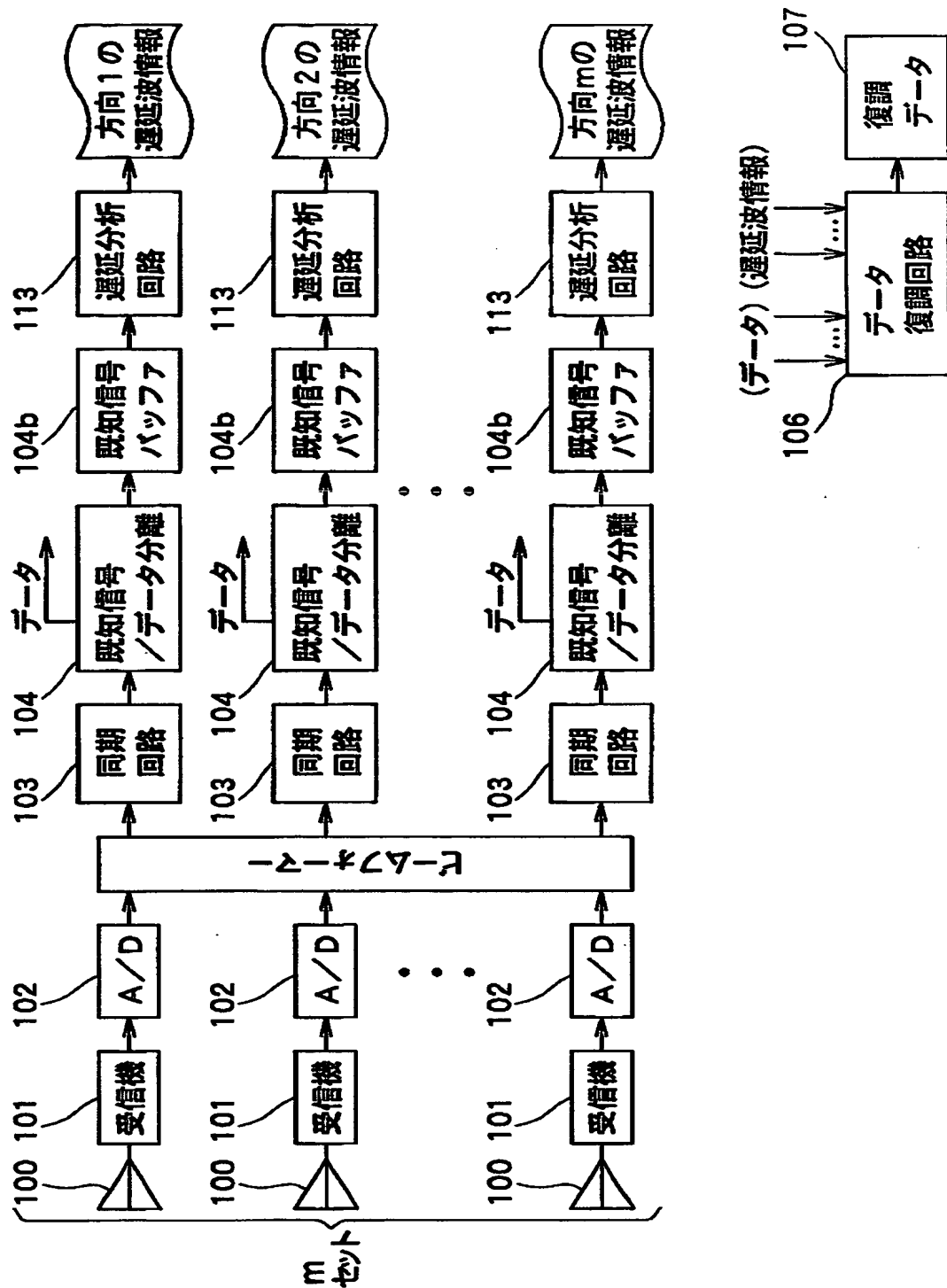
【図 13】



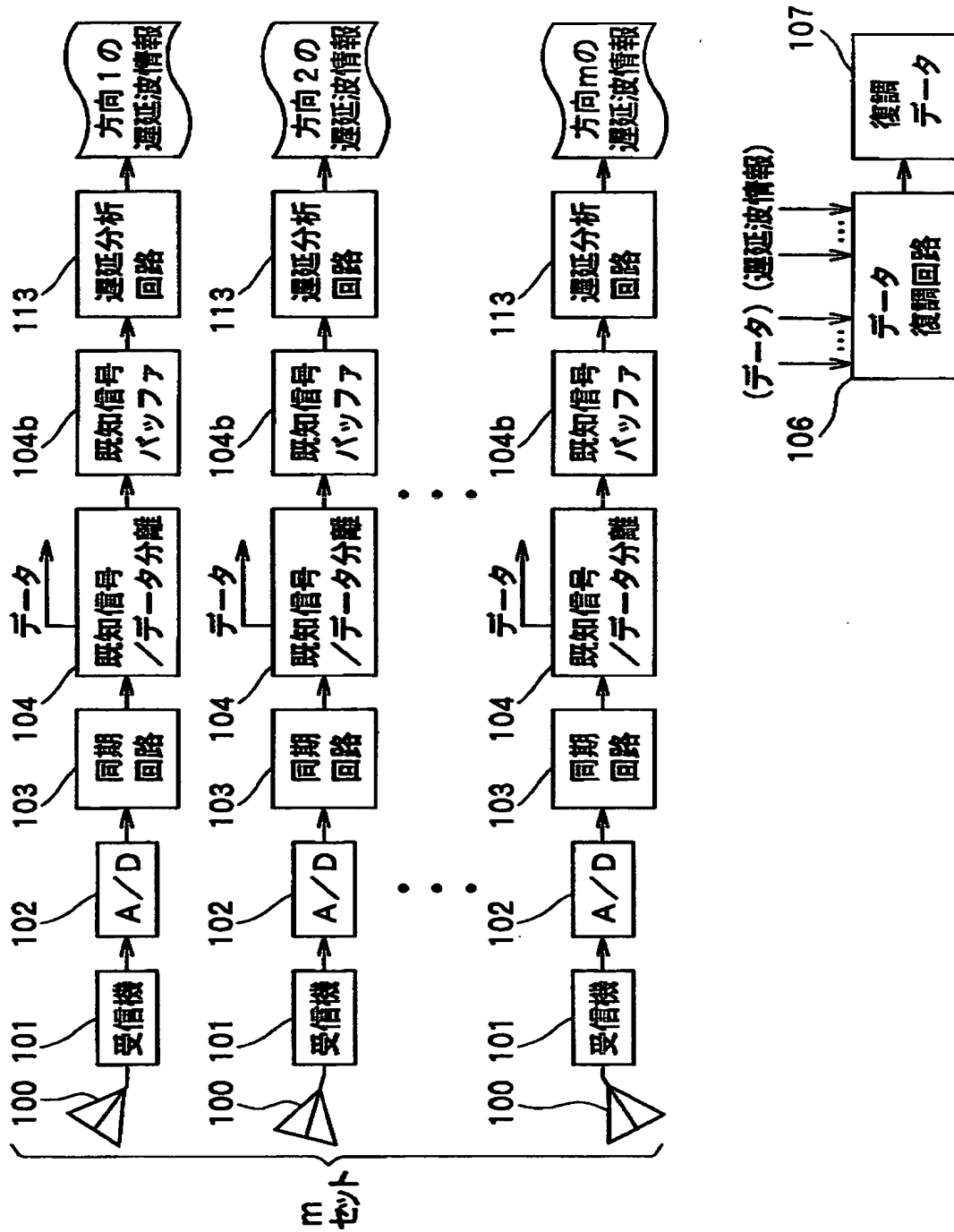
【図14】



【図15】



【図16】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直交マルチキャリア方式の通信装置において受信波の遅延情報を求める。

【解決手段】 既知信号復調回路 1 0 8 は、OFDM 復調処理して復調信号  $S_r$  を出力し、除算器 1 0 9 は、復調信号  $S_r$  を、サブキャリア (1 ... n) 毎に、データベース 1 1 1 の既知信号  $S_o$  のデータ部分で複素除算を行う。既知信号 1 0 のデータ部分 1 0 b では、サブキャリア (1 ... n) 毎に、変動量計算結果  $S_a$  を求め得る。遅延分析演算回路 1 1 0 では、サブキャリア (1 ... n) 毎における変動量計算結果  $S_a$  を用いて遅延波解析を行う (ステップ 3 0 2)。遅延波解析方法としては、ESPRI T 法が採用され、サブキャリア (1 ... n) 毎における変動量計算結果  $S_a$  を用いて遅延波情報 1 1 2 を求める。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000004260]

1. 変更年月日	1996年10月 8日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
氏 名	株式会社デンソー